



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 692 33 174 T2** 2004.05.27

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 0 543 294 B1**

(51) Int Cl.⁷: **H04N 7/167**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **692 33 174.3**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **92 119 481.7**

(96) Europäischer Anmeldetag: **13.11.1992**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **26.05.1993**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **27.08.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **27.05.2004**

(30) Unionspriorität:

795890 19.11.1991 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IT, LI, LU, NL,
PT, SE**

(73) Patentinhaber:

Macrovision Corp., Mountain View, Calif., US

(72) Erfinder:

**Ryan, John O., Cupertino, US; Quan, Ronald,
Cupertino, US; Holzgrafe, James R., Morgan Hill,
US; Wonfor, Peter J., El Granada, US**

(74) Vertreter:

**Grünecker, Kinkeldey, Stockmair &
Schwanhäusser, 80538 München**

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Vorrichtung zur Videosignalverschlüsselung und -entschlüsselung mit Kantenfüllung**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung**HINTERGRUND DER ERFINDUNG****Sachgebiet der Erfindung**

[0001] Diese Erfindung bezieht sich auf eine Signalverarbeitung von elektronischen Zeit-Domänen-Signalen, wie beispielsweise Video-Informations-Signalen. Insbesondere bezieht sich die Erfindung auf Verbesserungen beim Vermischen (Scrambling) und Entmischen (De-scrambling) solcher Signale, um die nicht autorisierte Verwendung davon zu verhindern, einschließlich Verbesserungen in der Sicherheit und in der Geheimhaltung.

Beschreibung des Stands der Technik

[0002] Aus der EP-A-0 345 952 ist ein Verfahren zum Erzielen eines vermischten, nicht standardmäßigen Videosignals mit einem verkürzten, horizontalen Austast-Intervall zur Verwendung in einem Fernsehsystem, das kein standardisiertes Signal erfordert, bekannt, aufweisend eine Zeitverschiebung des aktiven Bereichs einer horizontalen Videozeile relativ zu dem horizontalen Sync-(Synchronisations)-Signal dieser Zeile, und Einsetzen in die Videozeile einer Anzeige über den Umfang einer Zeitverschiebung, wobei der Umfang einer Zeitverschiebung in mindestens einer Zeile des Videosignals bewirkt, dass sich der aktive Videobereich in das horizontale Austast-Intervall hineinstreckt, um dadurch das horizontale Austast-Intervall vor einem Senden oder Aufzeichnen auf dem Band oder einer Platte und eine Übertragung zu dem Benutzer schmaler zu gestalten. Diese Signale werden durch Verschieben des aktiven Bereichs des Videosignals in Zeitverschiebungen in Erhöhungen der Unterträgerzyklen und in einer vorwärts und/oder verzögerten Richtung verwürfelt bzw. vermischt und werden durch Verschieben des aktiven Videosignals in der komplementären Richtung entwürfelt bzw. entmischt. Durch Begrenzen des Umfangs einer Zeitverschiebung zwischen Zeilen wird eine potentielle Signalverschlechterung für Farbvideosignale minimiert und eine Signalausfall-(drop-out)-Kompensationsverarbeitung wird minimal beeinflusst, so dass die Farbauflösung und die Bildqualität im Wesentlichen unbeeinflusst sind.

[0003] Das US-Patent Nr. 5,058,157 (hier unter Bezugnahme darauf eingeschlossen) offenbart ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Verschlüsseln (Verwürfeln) und Entschlüsseln (Entwürfeln) von Informationssignalen, die normalerweise in einer Folge von Zeilen von aktiven Informationen angeordnet sind, wobei jede Zeile eine Zeilenzeitabstimmungsreferenz, wie beispielsweise Farb-Video-(Fernseh)-Signale, besitzt. Der aktive Videobereich jeder Zeile ist in der Zeit in Bezug auf den horizontalen Sync-Bereich dieser Zeile unter Verwendung einer vorbestimmten, sich langsam variierenden Zeitverschiebungsfunkti-

on verschoben. Die Zeitverschiebungsinformationen werden zu der Entschlüsselungsstelle durch Codieren des momentanen Werts der Zeitverschiebungs-Wellenform für den Beginn jedes Felds in dem vertikalen Austastbereich dieses Felds befördert. Um einen annehmbaren, maximalen Zeitverschiebungsbereich zu erzielen, werden Teile der nachlaufenden Flanke des aktiven Videos in der vorhergehenden Zeile und Bereiche der voranführenden Flanke des aktiven Videos in der momentanen Zeile ausgesondert. Während einer Entschlüsselung werden die originalen Zeilen-Zeitabstimmungs- und Farb-Burst-Signale ausgesondert und neue Signale werden erzeugt, die zeitverschoben zu dem aktiven Videobereich durch den ursprünglichen Umfang vor einer Verschlüsselung sind. Dies liefert eine sichere Informations-Verschlüsselungs- und Entschlüsselungs-Technik vom Video-Typ, kompatibel mit allen Videobandformaten und Übertragungssystemen, und das frei von Bildbeeinträchtigungen, verursacht durch eine Wechselwirkung des Verwürfelungsalgorithmus und der Chrominanz-Mittelungssysteme für aufeinanderfolgende Zeilen, verwendet bei der Farb-Heterodyn-Aufzeichnung, ist.

[0004] Der Typ einer Zeitverschiebung, der durchgeführt wird, kann irgendeine einer Anzahl von langsam sich variierenden Funktionen haben, wie beispielsweise eine sinusförmige Wellenform oder ein sich linear änderndes, ansteigendes bzw. Rampensignal. Die Rate einer Änderung in dem Signal, d.h. das „Schwanken“ („wobble“), ist relativ langsam, verglichen mit der Zeilenrate der Eingangssignale, die verarbeitet werden sollen. Für Signale vom Video-Typ wird eine sinusförmige Wellenform, die eine Frequenz von nicht mehr als ungefähr 20 Hz besitzt, verwendet. Der absolute Umfang einer Zeitverschiebung, die durchgeführt wird, ist vorzugsweise auf einen maximalen Wert begrenzt, der, in dem Fall von NTSC Videosignalen, nicht insgesamt 4 Mikrosekunden (plus oder minus 2 Mikrosekunden in jeder Richtung) übersteigt.

[0005] Der anfängliche Wert der Zeitverschiebungs-Wellenformfunktion zu Beginn jedes Felds wird zusammen mit den Feldinformationen befördert, typischerweise während des vertikalen Austast-Intervalls. Zum Beispiel wird, in Bezug auf eine sinusförmige Zeitverschiebungsfunktion, die beginnende Amplitude der Wellenform während eines gegebenen Felds während des vertikalen Austast-Intervalls als ein einzelnes Byte von Informationen übertragen, die, wenn sie mit einem separat gelieferten Autorisierungs-Schlüssel kombiniert werden, die Entwürfelungsschaltung freigeben, um die verwürfelte Wellenformfunktion zu synthetisieren. Eine Entschlüsselung wird durch Wiederherstellen der ursprünglichen Zeitbeziehung zwischen der horizontalen Synchronisation (Sync) (und Farb-Burst) und dem aktiven Videobereich der entsprechenden Zeilen durchgeführt. Dies wird durch Erzeugen von neuen Zeilen-Zeitabstimmungs-Referenzsignalen (horizontales Sync und

Farb-Burst) durchgeführt, die dieselbe Zeitbeziehung zu dem aktiven Videobereich tragen, wie dies die ursprünglichen Zeilen-Zeitabstimmungs-Referenzsignale vor der Verschlüsselung tun. Die sich ergebenden, entschlüsselten Signale enthalten Zeitbasisfehler, allerdings liegen diese Fehler innerhalb des Erfassungs- oder Korrekturbereichs des nachfolgenden Fernseh-Monitor/Empfängers.

[0006] Die **Fig. 1A** und **1B** entsprechen hier den **Fig. 3A** und **3B** des vorstehend angegebenen US-Patents Nr. 5,058,157, und stellen die Art und Weise dar, in der die verwürfelten Signale an der Empfangsstelle entwürfelt werden, d.h. dem Entwürfler (Descrambler). In **Fig. 1A** sind drei aufeinanderfolgende Zeilen eines NTSC Video dargestellt, die aufeinanderfolgend durch zunehmende Beträge in der Zeit verschoben worden sind. (Die aktiven Videobereiche jeder der Zeilen in den **Fig. 1A** und **1B** sind nur teilweise dargestellt.) Die oberste Zeile stellt eine Zeile N dar, die keine Zeitverschiebung zwischen dem aktiven Videobereich und dem Ende einer horizontalen Austastung besitzt, und die Zeit zwischen dem Beginn eines horizontalen Sync-Bereichs und dem aktiven Bereich ist als t_1 bezeichnet. Die nächste Zeile $N+1$ ist einer Zeitverschiebung in der Verzögerungsrichtung so unterworfen worden, dass die Zeit zwischen dem Beginn des horizontalen Sync-Bereichs und dem Beginn des aktiven Video-Bereichs t_2 größer als t_1 ist. Zeile $N+2$ ist einer noch größeren Zeitverschiebung in der Verzögerungsrichtung durch einen Betrag, bezeichnet mit t_3 , der größer als t_2 ist, unterworfen worden. Diese drei aufeinanderfolgenden Zeilen stellen Zeilen von dem oberen Bereich eines Raster-Bilds dar. Der Zeilen-Zeitabstimmungs-Referenzteil jeder der Zeilen N , $N+1$ und $N+2$ ist temporär in **Fig. 1A** ausgerichtet; die voranführende Flanke des horizontalen Sync-Bereichs jeder Zeile ist exakt zu der voranführenden Kante des horizontalen Sync-Bereichs der anderen Zeilen ausgerichtet. Dasselbe gilt für die Stelle der Farb-Burst-Bereiche (schraffierte Bereiche). Die aktiven Video-Bereiche sind allerdings absichtlich in den Zeilen $N+1$ und $N+2$ in Bezug auf die Zeile N fehlausgerichtet.

[0007] **Fig. 1B** stellt die Signale für dieselben drei Zeilen nach einem Entwürfeln, d.h. einer Entschlüsselung, dar. Wie in dieser Figur gesehen werden kann, sind die voranführenden Flanken der horizontalen Sync-Bereiche der drei Zeilen nicht länger präzise ausgerichtet, sondern vielmehr gestaffelt bzw. versetzt; allerdings ist der Abstand zwischen der voranführenden Flanke des horizontalen Sync-Bereichs und dem Beginn des aktiven Videos derselbe für alle drei Zeilen, d.h. der Wert t_1 . Ähnlich sind die Farb-Burst-Bereiche (schraffierte Bereiche) der drei Zeilen nicht länger temporal ausgerichtet, sondern vielmehr in derselben Art und Weise wie die horizontalen Sync-Bereiche gestaffelt bzw. versetzt. Eine relative Positionierung des aktiven Video-Bereichs der drei Zeilen verbleibt dieselbe.

[0008] Obwohl die entwürfelten Signale noch relativ

fehlausgerichtet sind, stellt eine präzise Zeitabstimmungs-Beziehung t_1 zwischen der voranführenden Flanke des horizontalen Sync und dem Beginn des aktiven Videos sicher, dass jede Zeile von Informationen, wie sie durch den nachfolgenden Fernsehempfänger oder Monitor verarbeitet sind, geeignet angezeigt werden kann, vorausgesetzt, dass der Zeitabstimmungsfehler in einer gegebenen Zeile nicht den Erfassungsbereich der Fernsehempfänger- oder Monitor-Synchronisations-Schaltung übersteigt. Die Zeitverschiebung, angewandt auf die originalen Signale während einer Verschlüsselung, variiert relativ langsam (20 Hz für NTSC TV), verglichen mit der Video-Zeilen-Rate.

[0009] Die **Fig. 2A** und **2B** hier sind dieselben wie **Fig. 4A** und **4B** des US-Patents Nr. 5,058,157. Diese Figuren stellen in Blockdiagrammform ein Verwürfelungssystem dar, das zum Erzielen der vorstehend beschriebenen Verwürfelung geeignet ist. Wie in den **Fig. 2A** und **2B** zu sehen ist, wird das Eingangs-Video, das verwürfelt werden soll, mit einem Eingangsanschluss **11** einer Videoeingangs-Prozessoreinheit **12** verbunden. Der Prozessor **12** arbeitet so, um das ankommende Videosignal relativ zu einer Verstärkung, einem DC-Offset und einer Bandbreite zu normieren, und schafft eine stabile Puffereinheit mit niedriger Impedanz für das Video, das an dem Ausgangsanschluss **13** auftritt. Zusätzlich werden die ankommenden vertikalen und horizontalen Sync-Bereiche von dem Eingangs-Video durch die Prozessoreinheit **12** separiert und als Eingang zu einem Sync/Zeitabstimmungs-Generator und einer phasenverriegelten Schleife **15** zugeführt.

[0010] Die Signale von der Prozessoreinheit **12**, die an dem Ausgangsanschluss **13** erscheinen, werden mit einem herkömmlichen NTSC-Decodierer und einem Anti-Alias-Filter **16** gekoppelt, in dem die Luminanzkomponente Y und die Chrominanz-Quadratur-Komponenten I , Q für eine Drei-Kanal-Parallel-Verarbeitung in der digitalen Domäne separiert werden. Der Y -Ausgang der Einheit **16** ist mit einem Analog-Digital-Wandler **18** gekoppelt, in dem die Luminanz von einer analogen zu einer digitalen Form unter einer vorab ausgewählten Taktrate mittels eines Eingangs-Abtast-Taktsignals, zugeführt auf einer Takteingangsleitung **19**, umgewandelt wird. Der Eingang des Wandlers **18** ist mit einem Eingangsbereich einer Luminanz-Speichereinheit **20** mit doppeltem Eingang gekoppelt. Dies ist dann der Y -Kanal-Speicher, verbunden mit dem Y -Kanal-D/A-Wandler **22**. Die Speichereinheit **20** ist als ein Speicher konfiguriert, in dem ein Wort von einem A/D-Wandler **18** in jeden Speicherzyklus hinein geschrieben wird und ein Wort von einer Speichereinheit **20** zu einer Digital-Analog-Wandlereinheit **22** zu jedem Speicherzyklus gelesen wird.

[0011] Die Lese/Schreib-Steuersignale und die Multi-Bit-Adressen-Signale werden zu der Luminanz-Speichereinheit **20** von einer Speicher-Steuer-einheit **24** zugeführt. Der Ausgang der Luminanz-Ka-

nal-Speichereinheit **20** ist mit dem Eingang eines Digital-Analog-Wandlers **22** gekoppelt, in dem die Multi-Bit-Digital-Worte, ausgegeben von dem Speicher **20**, in analoge Abtastungen unter der Taktrate durch Taktsignale, zugeführt von der Einheit **15** auf der Takteingangsleitung **23**, umgewandelt werden. Der Ausgang der Wandlereinheit **22** ist mit dem Eingang eines NTSC-Codierers und einer Tiefpassfiltereinheit **25** gekoppelt, in der das Luminanzsignal mit den I- und Q-Chrominanz-Komponenten kombiniert wird und in Bezug auf eine Bandbreite und ein DC-Offset zurücknormiert wird. Die I-, Q-Chrominanz-Quadratur-Komponenten werden in einer im Wesentlichen identischen Art und Weise zu derjenigen, die vorstehend für die Luminanz-Komponente Y beschrieben ist, und zwar in jeweiligen Einheiten **18'**, **20'** und **22'** und **18''**, **20''** und **22''**, verarbeitet, die in derselben Art und Weise jeweils wie die Einheiten **18**, **20** und **22** arbeiten.

[0012] Die Sync-Zeitabstimmungseinheit **15** erzeugt die Eingangstaktsignale, verwendet dazu, den Abtasttakt für die A/D-Wandlereinheit **18**, die Lese- und Schreibtaktsignale von der Speichereinheit **20** und die Taktsignale für die D/A-Wandlereinheit **22** zu liefern. Vorzugsweise ist die Einheit **15** aus einem diskreten Phasen-Detektor, einer Anzahl von Abtastgattern und einem Fehlerverstärker und einem Quarztaktoszillator aufgebaut.

[0013] Die vorstehend beschriebenen Einheiten werden mit einer Benutzerschnittstelleneinheit **32**, wie beispielsweise einem Tastenfeld-Anschluss, über eine Steuereinheit **34** und eine Mehrzahl von Steuerregistern **36**, verbunden.

[0014] Die vorstehend beschriebene Vorrichtung und das zugeordnete Verwürfelungsverfahren besitzen verschiedene Nachteile.

[0015] Zunächst ist die Vorrichtung relativ teuer und kompliziert dahingehend, dass drei Sätze von A/D-Wandlern und zugeordneten Speichern, einen für jede der Y-, I- und Q-Komponenten, vorhanden sind. Demzufolge sind drei unabhängige Kanäle für eine digitale Verarbeitung vorhanden, wobei jeder Kanal relativ teure Komponenten erfordert, was demzufolge die Kosten und die Komplexität der Verwürfelungsvorrichtung erhöht.

[0016] Zweitens besitzt das Verfahren eines Verwürfelns, wie es in den **Fig. 1A** und **1B** gezeigt ist, während es annehmbar sicher ist, den potenziellen Nachteil dahingehend, dass, in dem Vorgang eines Bewegens, der aktive Bereich des Videos nach rechts, wie dies in den Zeichnungen dargestellt ist, die voranführende und die nachlaufende Flanke des horizontalen Sync-Signals beide auch nach rechts bewegt worden sind. Diese Verschiebung der normalerweise ausreichend bekannten Position des horizontalen Sync innerhalb des horizontalen Austast-Intervalls könnte durch einen cleveren Piraten, d.h. einen nicht autorisierten Benutzer, erfasst werden, um den Umfang eines Schwankens (wobble) (Zeitverschiebung) in jeder Zeile zu bestimmen. Der Pirat

würde in der Lage sein, zumindest in der Theorie, das Signal zu entwürfeln, um den Umfang eines Schwankens zu bestimmen und um den Prozess umzukehren, wodurch ein entwürfeltes und sichtbares Signal erhalten wird. Demzufolge fehlt dem Verfahren, wie es anhand der **Fig. 1A** und **1B** beschrieben ist, der sehr hohe Grad einer Sicherheit, der für ein kommerzielles Verwürfelungssystem erwünscht ist.

[0017] Ein anderer Nachteil des vorstehend beschriebenen Verwürfelungssystems ist derjenige, dass, während eine Sicherheit erzielt wird, d.h. allgemein Verhindern einer nicht autorisierten Benutzung, das verwürfelte Signal, wenn es auf einer normalen Fernsehanlage betrachtet wird, nicht vollständig verdeckt ist. Das bedeutet, dass ein bestimmter Betrachter, der ein Fernsehbild sehen möchte, das tatsächlich horizontal nach hinten und nach vorne springt, noch das Programm sehen kann und zumindest zeitweise verstehen kann, was abläuft. Dies ist zum Übertragen zum Beispiel von Material vom Typ für Erwachsene nicht erwünscht dort, wo gewünscht ist, Kinder davon abzuhalten, das verwürfelte Bild zu sehen. Dies ist besonders problematisch, da durch ein Experiment bestimmt worden ist, dass solches Material, bestimmt für Erwachsene, d.h. Darstellungen von sexuellen Handlungen, besonders einfach auf dem Bild durch einen Betrachter zu verfolgen ist, sogar obwohl das Bild verwürfelt ist. Dies ist eine andere Art und Weise um zu sagen, dass das Verwürfeln, während es relativ sicher ist, nicht ein ausreichendes Niveau einer Geheimhaltung für jedes Programmmaterial liefert.

[0018] Ein anderes Problem, das der vorstehend beschriebenen Vorrichtung zugeordnet ist, ist ein solches, das mit NTSC Decodierern vom Comb-Typ gemeinsam ist, bei denen das zusammengesetzte Video einer Ein-Zeilen-Verzögerung unterworfen wird. Ein einfaches Hinzufügen des verzögerten Video zu demselben Video vor der Verzögerung bewirkt, dass sich der Chrominanz-Bereich der zwei Signale aufhebt, was nur Luminanz belässt. Ähnlich und simultan bewirkt eine Subtraktion des verzögerten Signals von dem nicht verzögerten Signal (oder vice versa), dass sich der Luminanz-Bereich aufhebt, was nur Chrominanz belässt. Dieses Problem ist nicht spezifisch für eine Verwürfelungsvorrichtung, wird allerdings typischerweise in Video-Prozessoren vorgefunden, die eine NTSC Decodierung durchführen, und ist die Reduktion des vertikalen Details, was zu verschmierten, vertikalen Kanten in dem Bild führt. Dies erfolgt aufgrund des Zwei-Zeilen-Summiations-Prozesses der Y-, I- und Q-Komponenten, in denen feinkörnige Bilddetails dazu tendieren, dass sie verloren gehen, wenn das Komposit-Video digital umgewandelt wird, und dann in der digitalen Domäne eine Luminanz/Chrominanz-Separation durchgeführt wird. Es ist bekannt, dass dieses Problem durch eine komplizierte und teure Schaltung beseitigt werden kann, die das ankommende Komposit-Videosignal in der analogen Domäne, unter Verwendung eines

Bandpass- oder Hochpassfilters, um die Chrominanz-Komponente vor einer Separation zu isolieren, nimmt. Das bandpass-gefilterte Signal wird dann verzögert und dem Subtraktions-Prozess unterworfen. Die Bandpassfilterung entfernt die vertikalen Luminanz-Kanten, da sie in ihrer Art von niedriger Frequenz sind. Dann wird die Chrominanz-Separation nur in Bezug auf die hohen Frequenzen durchgeführt, und indem dies so durchgeführt wird, besitzt die sich ergebende, separierte Chrominanz keine Luminanz-Komponente. Schließlich wird das Luminanz-Signal durch Subtrahieren des fertiggestellten Hochfrequenz-Chrominanz-Signals von dem ankommenden Komposit-Video isoliert, so dass dabei kein Verlust im vertikalen Detail vorhanden ist. Dieser Prozess ist effektiv, allerdings erfordert dies, wenn es digital vorgenommen wird, 2 A/D-Umwandlungen: eine für die Band-Pass-(oder Hoch-Pass)-Chrominanz und eine für das Breitband-Komposit-Video. Es wäre wünschenswert, diesen Prozess zu eliminieren oder zu vereinfachen, um die Zahl von Komponenten, die benötigt werden, zu verringern und den Umfang einer Verarbeitung in Bezug auf das Signal zu verringern.

[0019] Aufgrund der Verwendung von analogen Komponenten (z.B. Referenzspannung und Spannungs-Rampe) führen regelmäßig auftretende Variationen zu fehlerhaften Zeitverschiebungen und entsprechenden Fehlern in der sich ergebenden Wellenform.

[0020] Demzufolge werden das Verfahren und die Vorrichtung, die in dem vorstehend angegebenen Patent offenbart sind, während sie passend sind, noch einer wesentlichen Verbesserung sowohl in der Sicherheit, der Geheimhaltung als auch der Komplexität unterworfen.

[0021] Es sollte verständlich werden, dass das vorstehend angegebene Patent gemeinsam mit der vorliegenden Erfindung übertragen ist, und dass die vorstehende Beschreibung nicht dahingehend zu verstehen ist, dass der Gegenstand, der in dem vorstehend angegebenen Patent offenbart und beansprucht ist, notwendiger Stand der Technik in Bezug auf den Gegenstand der vorliegenden Offenbarung und der Ansprüche ist.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0022] Es ist die Aufgabe der Erfindung, die vorstehend beschriebenen Nachteile des Verfahrens und der Vorrichtung, offenbart in dem vorstehend angegebenen Patent, zu beseitigen, und auch eine verbesserte Sicherheit und Geheimhaltung und eine größere Flexibilität, d.h. zusätzliche Anwendungen, zu schaffen.

[0023] Dies wird durch den Gegenstand der Vorrichtungsansprüche 1 und 5, der Verfahrensansprüche 7, 9 und 13 und des Systemanspruchs 11 erreicht. Bevorzugte Ausführungsformen der Erfindung sind durch den Gegenstand der abhängigen Ansprüche beschrieben.

[0024] Gemäß der Erfindung wird das Problem der relativen Komplexität des Drei-Kanal-NTSC-Digital-Decodierers, wie er vorstehend beschrieben und in den **Fig. 2A** und **2B** dargestellt ist, durch eine Vereinfachung beseitigt, wobei nur eine Luminanz von einer Chrominanz separiert wird, wodurch demzufolge nur zwei Kanäle, anstelle von drei, verwendet werden; demzufolge werden Y, I und Q anstelle davon nur eine Luminanz, die Y ist, und eine Chrominanz, bezeichnet mit C. Eine Luminanz wird dann dazu gebracht, im Hinblick auf die Stelle des Beginns eines aktiven Videos in jeder Zeile direkt zu „Schwanken“ (Zeitverschiebung), wobei der separierte Chrominanz-Bereich identisch schwankt, und dann durch eine Heterodyn-Schaltung verarbeitet wird, die die Chrominanz in der Frequenz stabilisiert. Demzufolge wird die Verarbeitung in nur zwei Kanälen vorgenommen – Luminanz und Chrominanz, was wesentlich den Umfang von teuren Schaltungselementen, die vorgesehen sind, einspart und die Spurführung einer Chrominanz in Bezug auf ein Farb-Burst verbessert. Zusätzlich verringert die Reduktion des Umfangs eines Codierens und Decodierens für NTSC-Signale die Erzeugung von nicht erwünschten Defekten in dem Bild.

[0025] Gemäß einem anderen Aspekt der Erfindung wird das vorstehend beschriebene Problem eines Verlusts eines vertikalen Details in NTSC Decodierern durch Zurückgewinnen des fehlenden, vertikalen Details von dem vorexistierenden Chrominanz-Kanal beseitigt. Dies wird durch Vorsehen der zwei separierten Signale Chrominanz („Chroma“) und Luminanz („Luma“) vorgenommen. Das Chroma-Signal enthält auch das fehlende vertikale Luma-Detail. Die Chroma-Kanaldaten in der digitalen Domäne werden in jedem Fall zu einer analogen Form umgewandelt werden. Dann werden alle Bereiche des Videobilds außerhalb des vertikalen Austast-Intervalls der Chroma-Informationen tiefpass-gefiltert, um die Chrominanz selbst zu entfernen, was die fehlenden, vertikalen Detail-Informationen belässt, die einfach zurück zu dem Luma-Analog-Signal hinzuaddiert werden. Dies stellt das fehlende, vertikale Detail ohne irgendeine zusätzliche, teure, digitale Verarbeitung oder unwesentliche A/D-Umwandlungsschritte wieder her.

[0026] Gemäß einem anderen Aspekt der Erfindung wird die vorbestimmte, sich langsam variierende Zeitverschiebungsfunktion (das Schwanken) durch digitales Erzeugen einer zufällig in der Frequenz modulierten Sinuswelle mit niedriger Frequenz erreicht. Dies wird durch Betreiben eines digitalen Zählers von einer zufällig variierenden Taktquelle und Anlegen des Ausgangs des Zählers als eine Adresse an einen programmierbaren Read-Only-Memory (ROM), der die Sinuswellenfunktion hält, vorgenommen. Demzufolge gibt an jedem Schritt der PROM ein digitales Wort, das einen Punkt auf der Sinuskurve darstellt, aus. Diese Daten werden dann an einen Digital-Analog-Wandler angelegt, was ein analoges Ausgangssi-

gnal liefert. Gemäß der Erfindung würde die vorstehend beschriebene Sinuswelle in den meisten Fällen übermäßige Mengen an Informationen liefern, in Bezug auf die es nicht möglich sein würde, sie zu verarbeiten. Demzufolge wird, gemäß der Erfindung, anstelle davon die Sinuswelle unter der Feldrate abgetastet, d.h. 60 Hz, und nur die Abtastungen werden übertragen. Dann kann der Decodierer dieselbe Sinuswelle von den abgetasteten Daten rekonstruieren.

[0027] Die vorbestimmte sich langsam variierende Zeitverschiebungsfunktion, wie sie vorstehend beschrieben ist, variiert bei ungefähr 20 Hz oder geringer, was geringer als die Hälfte der Abtastrate von 60 Hz ist, um dadurch eine perfekte Rekonstruktion der originalen Sinuswelle entsprechend den ausreichend bekannten Erfordernissen der Abtasttheorie zu ermöglichen. Demzufolge wird, gemäß der Erfindung, die digital erzeugte Sinuswelle von dem PROM einmal pro Videofeld, d.h. bei 60 Hz, in einer Verriegelung verriegelt, die das digitale Wort bei einer geeigneten Präzision über die zeitabgestimmte Dauer des gesamten Videofelds hält. Dann werden, einmal in jedem Videofeld, die Daten von der Verriegelung gelesen und an einen D/A-Wandler angelegt, um dadurch eine Analog-Domänen-Version der abgetasteten Sinuswelle zu erzeugen. Diese Wellenform wird durch einen herkömmlichen Filter geglättet und an die Schaltung angelegt, die die Position des Bilds in dem Ausgangsvideosignal steuert.

[0028] Gleichzeitig werden die verriegelten digitalen Daten zu dem Decodierer übertragen, der dann in derselben Reihenfolge die ähnliche Funktion beim Extrahieren des digitalen Worts durchführt, was dieses Wort verriegelt und es über ein Videofeld hält, und wobei die Daten an einen Digital-Analog-Wandler angelegt werden, was demzufolge die Ausgangsfunktion liefert, die das Entwurfeln des Signals ermöglicht. Die Stufen-Approximation wird dann über einen identischen RC-Filter zu demjenigen in dem Codierer geglättet, was dadurch eine Sinuswelle von einem analogen Typ wiederherstellt, die diejenige in dem Codierer anpasst. Der Decodierer muss dann nur eine horizontale Synchronisation (Sync), eine horizontale Austastung und Farb-Burst-Signale entsprechend der zurückgewonnenen/rekonstruierten Sinuswelle regenerieren und sie in die empfangene, verwürfelte Video-Wellenform einsetzen, um den Entwurfelungsprozess abzuschließen.

[0029] Auch wird, gemäß der Erfindung, ein vertikales Schwanken bzw. Wobbeln in dem aktiven Video in dem Sinne einer Zeitverschiebung der Stelle des vertikalen Austast-Intervalls in einer sich langsam variierenden Weise in aufeinanderfolgenden Videofeldern, analog zu dem vorstehend beschriebenen horizontalen Wobbeln bzw. Schwanken, geschaffen.

KURZE BESCHREIBUNG DER FIGUREN

[0030] **Fig. 1A** und **1B** stellen verwürfelte und ent-

würfelte Signale dar, wie sie in dem US-Patent Nr. 5,058,157 offenbart sind.

[0031] **Fig. 2A** und **2B** stellen ein Blockdiagramm einer Verwürfelungseinheit dar, wie sie in dem US-Patent Nr. 5,058,157 offenbart ist.

[0032] **Fig. 3** stellt ein Flussdiagramm des Verwürfelungs-Prozesses gemäß der vorliegenden Erfindung dar.

[0033] **Fig. 4** stellt ein Blockdiagramm einer Verwürfelungsvorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung dar.

[0034] **Fig. 5** stellt ein Blockdiagramm einer Zufallsrauschen-Überlagerungs-Schaltung gemäß der vorliegenden Erfindung dar.

[0035] **Fig. 6** stellt ein Blockdiagramm des Eingangsleiterbereichs der Schaltung der **Fig. 4** dar.

[0036] **Fig. 7A** stellt ein Blockdiagramm des Steuerleiterplattenbereichs der Schaltung der **Fig. 4** dar.

[0037] **Fig. 7B** stellt den Breitbandoszillatorbereich der Schaltung der **Fig. 7A** dar.

[0038] **Fig. 8** stellt ein Blockdiagramm des RAM-Leiterplattenbereichs der Schaltung der **Fig. 4** dar.

[0039] **Fig. 9** stellt ein Blockdiagramm eines Ausgangsleiterplattenbereichs der Schaltung der **Fig. 4** dar.

[0040] **Fig. 10A, 10B, 10C, 10D** und **10E** stellen Spektren dar, die eine Heterodyn-Funktion, durchgeführt durch die Schaltung der **Fig. 9**, darstellen.

[0041] **Fig. 11** stellt in Blockdiagrammform eine andere Version der Heterodyn-Schaltung der **Fig. 9** dar.

[0042] **Fig. 12** stellt ein Flussdiagramm des Entwurfelungsprozesses gemäß der vorliegenden Erfindung dar.

[0043] **Fig. 13** stellt ein Blockdiagramm einer Entwurfelungseinrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung dar.

[0044] **Fig. 14A, 14B, 14C** zeigen Wellenformen, die sich auf die Entwurfelungseinrichtung der **Fig. 13** beziehen.

[0045] **Fig. 15A, 15B, 15C** stellen die Verwendung eines Pre-Burst in der Entwurfelungseinrichtung der **Fig. 4** dar.

[0046] **Fig. 16A, 16B** stellen Blockdiagramme von Entwurfelungseinrichtungen unter Verwendung einer digitalen HBI-Synthese und einer Interpolation gemäß der Erfindung dar.

[0047] **Fig. 17** stellt ein vertikales Schaukeln, d.h. eine Verwürfelungsfunktion, gemäß der Erfindung dar.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER ERFIN- DUNG

BETRIEBSWEISE DER VERWÜRFELUNGSEIN- RICHTUNG

[0048] Durch die Beschreibung hinweg, die folgt, beziehen sich spezifizierte Parameter („acht-bit“, „zehn-bit“, „0-909 Zähler“ usw.) auf die bevorzugte

Ausführungsform der Erfindung in dem bestimmten Fall einer viermal in der Unterträgerfrequenz abgetasteten NTSC-Standardseinheit. Die Prinzipien, die hier beschrieben sind, sind allgemein bei anderen Standards (wie beispielsweise PAL) und andere Abtastraten durch Anwenden von Detailmodifikationen gemäß den Prinzipien, die ausreichend für Fachleute auf dem betreffenden Fachgebiet bekannt sind, anwendbar.

[0049] **Fig. 3** zeigt ein Flussdiagramm, das das Verwürfeln gemäß der Erfindung darstellt, wie es in der Verwürfelungsvorrichtung durchgeführt wird. Beginnend am Schritt 42 wird das ankommende, analoge Videosignal digitalisiert und in einen herkömmlichen Random Access Memory hinein geschrieben. Parallel dazu erzeugt der herkömmliche Zufallszahl-Generator eine sich zufällig verändernde Zahl im Schritt 44. Dann wird die zufällig erzeugte Zahl in eine analoge Wellenform umgewandelt und die Wellenform wird dazu verwendet, die schaukelnde Zeitbasis zu Zwecken einer Video-Verschlüsselung, im Schritt 46, herzustellen.

[0050] Schritt 46 erzeugt eine analoge Wellenform in Verbindung mit der zufällig in der Frequenz modulierten Sinuswelle, die dazu verwendet wird, eine schwankende Zeitbasis zu erzeugen. In einer alternativen Ausführungsform kann die schwankende Zeitbasis digital erzeugt werden, identisch zu dem Prozess, der für die digitale Entwüfelungseinrichtung beschrieben ist (**Fig. 16A**). Der 1:1880 Zähler 588, auf den Bezug genommen ist, liefert präzise den erwünschten Adressen-Bus. Im Schritt 48 wird, für das digitalisierte Video, das zuvor in den Speicher hineingeschrieben ist, die Luminanz Y von der Chrominanz C durch einen Additions- und Subtraktionsprozess separiert und beide Signale Y, C werden von dem Speicher mit derselben, zufälligen, schwankenden Zeitabstimmung ausgelesen. Dies liefert sowohl eine Luminanz als auch eine Chrominanz, die schwankend sind. Da dort eine Zeilenverzögerung in diesem Separationsprozess von Schritt 48 vorhanden ist, wird das Video mit vertikalem Austast-Intervall, das nicht verwürfelt ist, allerdings in der Zeit zu der Luminanz und der Chrominanz passen muss, um eine Zeile im Schritt 50 verzögert, um so dessen Zeitausrichtung zu dem Luminanz- und Chrominanzbereich der Signale beizubehalten.

[0051] Dies liefert 3 Signale: Luminanz, Chrominanz und vertikales Intervall. Das Luminanz-Signal ist schwankend, das Chrominanz-Signal ist schwankend und das Signal des vertikalen Intervalls ist im Hinblick auf die Zeit stabil. Es ist dann ein Erfordernis vorhanden, die Phasenstabilität des Chroma-Signals wiederherzustellen, wie dies in dem Heterodyn-Prozess bzw. Überlagerungs-Prozess von Schritt 52 vorgenommen wird. Dann wird das Komposit-Videosignal im Schritt 60 rekonstruiert, in dem das Chroma zurück auf das Luma gesetzt wird, wieder ausgetastet wird und dann ein Sync erzeugt wird. Demzufolge werden das Wobbeling-Luma und das phasen-stabi-

le, überlagerte Wobbeling-Chroma kombiniert, und in dem vertikalen Intervall wird das Ausgangssignal zu dem Ausgangssignal des stabilen, vertikalen Intervalls von Schritt 54 umgeschaltet. In dem horizontalen Intervall ist ein Erfordernis vorhanden, einen Sync-Impuls zu synthetisieren, der zu Zwecken einer Geheimhaltung bzw. Verschleierung wackelt. Dies wird im Schritt 58 vorgenommen, wo eine Synthese eines in der Position modulierten, horizontalen Sync für eine Geheimhaltungs-Überlagerung vorhanden ist. Dieses synthetisierte Sync wird dann in das Komposit-Videosignal im Schritt 60 hinzuaddiert.

[0052] Dabei ist auch ein Erfordernis vorhanden, die Informationen, die zum Entwüfeln benötigt werden, zu der Decodierervorrichtung (nicht dargestellt) zu übertragen. Demzufolge wird die sich zufällig verändernde Zahl von Schritt 44 in eine Zeile des vertikalen Austast-Intervalls im Schritt 56 verriegelt. Diese Daten werden formell durch herkömmliche Einrichtungen verschlüsselt, um zu verhindern, dass ein Pirat (eine nicht autorisierte Person) die zufällig sich verändernde Zahl extrahiert.

[0053] **Fig. 4** stellt ein Blockdiagramm einer Verwürfelungseinrichtung für das Verfahren der **Fig. 3** dar. Beginnend in dem oberen, linksseitigen Bereich der **Fig. 4** wird das herkömmliche Eingangs-Videosignal zu einem Frame-Eingangs-Puffer **66** eingegeben. Die herkömmlichen Blockier- und AGC- (automatic gain control) Prozesse werden im Block **72** durchgeführt. Ein herkömmliches Genlock wird in Bezug auf das Eingangs-Videosignal im Block **68** durch Betreiben eines Quarzoszillators bei viermal der Unterträgerfrequenz, die auf das ankommende Farb-Burst-Signal phasen-verriegelt ist, durchgeführt. Der Ausgang der Genlock-Schaltung **68** ist dann das Schreibtaktsignal. Das ankommende Videosignal wird an einen Video-Analog-Digital-Wandler **74** angelegt, was von dem A/D-Wandler **74** ein digitalisiertes Videosignal ausgibt.

[0054] Dieses digitalisierte Videosignal wird dann an ein digitales System angelegt, das einen horizontalen Zeilenpuffer **76** umfasst, der eine Ein-Video-Zeilenverzögerung liefert. Sowohl der Eingang als auch der Ausgang des Puffers **76** werden zu einem Addiererblock **78** zugeführt und darin digital aufsummiert. Der Ausgang des Addiererblocks **78** ist das Y-(Luminanz)-Signal. Ähnlich werden der Eingang und der Ausgang des Puffers **76** in einem Subtrahiererblock **80** subtrahiert, wobei der Ausgang davon das C-(Chrominanz)-Signal ist. Demzufolge wird das Eingangs-Videosignal in ein Zwei-Kanal-Signal, d.h. Chrominanz und Luminanz, separiert. Die Ausgänge des Addierers **78** und des Subtrahierers **80** sind noch stabil im Hinblick auf die Zeit. Der Ausgang des Addierers **78** wird zu einem Puffer **82** geliefert, der auch eine Ein-Video-Zeile in der Länge ist. Der Ausgang des Subtrahierers **80** (der das Chrominanz-Signal ist) wird zu einem Puffer **84** zugeführt, der auch eine Ein-Video-Zeile lang ist.

[0055] Jeder der Puffer **76**, **82** und **84** ist ein so-

nannter „Ping-Pong RAM“, d.h. dual ausgetasteter Random Access Memory, der eine doppelte Pufferung liefert. Demzufolge umfasst jeder dieser Puffer zwei Random Access Memory Bänke, wobei eine davon in die nächste Videozeile und auf dieser geschrieben wird, während der erste davon ausgelesen wird. In alternativen Ausführungsformen kann irgendein geeigneter „Realzeit“ Speicher vom FIFO-Typ oder ein Schieberegister verwendet werden.

[0056] Der Schreibadressenblock **70** empfängt das Schreibtaktsignal von der Genlock-Schaltung **68**. Demzufolge wird der Schreibadressenblock in der Zeit auf das Eingangs-Schreib-Takt signal verriegelt, und dadurch auf das Eingangs-Video signal. Dieses Schreib-Takt signal ist viermal die Unterträgerfrequenz und ist stabil, so dass die Luminanz und die Chrominanz in einer stabilen, synchronen Art und Weise zu den Puffern **82** und **84** jeweils geschrieben werden.

[0057] Um zu den Puffern **82** und **84** zu schreiben, werden drei Schritte vorgenommen. Zuerst ist es notwendig, die Signaldaten, in Bezug auf die es erwünscht ist, sie zu schreiben, anzulegen. Als zweites muss man Adressen von der Stelle in den Puffern, zu denen die Daten geschrieben werden sollen, zuführen. Als drittes ist es notwendig, den Puffern mitzuteilen, wann das Schreiben stattfindet. Demzufolge liefert der Schreibadressenblock **70** auch die Schreibzeitabstimmung. Dabei ist ein 10 Bit breiter Adressenbus von dem Schreibadressenblock **70** und auch eine Taktleitung, die den Block **70** mit jedem Puffer **82** und **84** verbindet, vorhanden. Das Schreibadressensystem, d.h. sowohl der Adressenbus als auch der Takt, sind in Bezug auf das Eingangs-Video signal stabil. Die Leseadresse (die von der Leseadressenschaltung **94** geliefert wird) und deren entsprechendes Takt signal werden in der Zeit geschaukelt bzw. gewobbelt, wie dies nachfolgend beschrieben ist.

[0058] Demzufolge ist, wenn die Inhalte des Luminanzpuffers **82** und des Chrominanzpuffers **84** mit dem schwankenden Adressensignal von dem Leseadressenblock **70** ausgegeben werden, das Ergebnis ein schwankendes Video signal. An diesem Punkt werden die Luminanz und die Chrominanz von jeweiligen Puffern **82** und **84** zeitweise in der digitalen Domäne einem Schwanken unterworfen. Diese zwei Signale werden jeweils zu einem Digital-Analog-Luma-(D/A)-Wandler **104** und zu einem Digital-Analog-(D/A)-Chroma-Wandler **98** zusammen mit den passenden Takt signalen und den Adressenbusdaten zugeführt. Demzufolge sind der Ausgang des Chroma-D/A-Wandlers **98** und des Luma-D/A-Wandlers **104** analoge Signale.

[0059] Der Chroma-Signalausgang von dem Chroma-D/A-Wandler **98** wird überlagert, um eine Phasenstabilität zu erreichen; diese Funktion wird in dem Überlagerungsblock **100** durchgeführt, wie dies im Detail nachfolgend erläutert ist.

[0060] Es wird nun Bezug auf den mittigen, linkssei-

tigen Bereich der **Fig. 4** genommen, wo eine sich zufällig variierende Zahl durch einen Zufallszahl-Generator **88** variiert wird, der eine in der Frequenz modulierte Sinuswelle in der digitalen Domäne ausgibt. Diese wird einmal pro Videofeld verriegelt und zu einem Digital-Analog-(D/A)-Wandler **90** geliefert, was demzufolge eine abgestufte Approximation der Sinuswelle liefert. Diese abgestufte Approximation der Sinuswelle wird geglättet und steuert eine phasen-verriegelte Schleife (PLL) **92** an, so dass die Frequenz, die von der phasen-verriegelten Schleife **92** heraus geliefert wird, die Sinuswelle führt, d.h. die Phase der phasenverriegelten Schleife führt, um dadurch ein Lesetakt signal zu erzeugen, das die Schwankung im Hinblick auf die Zeit umfasst. Das gelesene Takt signal wird dann an einen Zähler in einem Leseadressenblock **94** angelegt. Dieser Leseadressenblock **94** gibt einen laufenden Adressenbus aus, der an die Puffer **82** und **84** angelegt wird, wie dies vorstehend beschrieben ist. Der Leseadressenblock **94** ist im Wesentlichen ein Zähler. Demzufolge ist das gelesene Adressensignal von dem Block **94** ein Schwanken in der Zeit, im Gegensatz zu dem Schreibadressensignal von dem Block **70**, was in der Zeit stabil ist. Der Ausgang sowohl des Schreibadressenblocks **70** als auch des Leseadressenblocks **94** sind auf 10 Bit breiten Bussen vorhanden und die Ausgangssignale dieser zwei Zähler **70** und **94** sind abfallend, d.h. abwärts zählend.

[0061] Demzufolge werden die Daten gleichzeitig zu sowohl dem Puffer **82** als auch dem Puffer **84** geschrieben, und sowohl der Puffer **82** als auch der Puffer **84** lesen gleichzeitig. Die Schreibadressensignale, geliefert von dem Schreibadressenblock **70**, sind auf einem 10 Bit breiten Bus vorhanden, und die Daten, d.h. die Adressen, werden von 0 bis 909 aufwärts gezählt, was die digitale Länge ist, die herkömmlich einer Videozeile zugeordnet ist, und zwar in einem NTSC System mit einer $4F_{sc}$ Abtastrate. Ähnlich wird die Leseadresse von dem Leseadressenzähler **94** von 0 bis 909 gezählt, allerdings variiert die Zeitabstimmung davon in Bezug auf die Schreibadresse um den Betrag des Schwankens, der typischerweise von +2 bis -2 Mikrosekunden variiert. Demzufolge ist eine andere Art und Weise, das Schwanken zu beschreiben, diejenige, dass dann, wenn man auf den Augenblick sieht, zu dem die Schreibadresse einen Wert von $0F_h$ besitzt, die Leseadresse zu derselben Zeit einen unterschiedlichen Wert haben würde, und nicht $0F_h$ erreichen könnte, bis 2 Mikrosekunden später, oder vielleicht 2 Mikrosekunden früher.

[0062] Demzufolge werden das analoge Chroma-Signal von dem Block **98** und das analoge Luma-Signal von dem Block **104** in der Zeit schwanken, wenn sie jeweils in einer digitalen Form von Puffern **84** und **82** gelesen werden. Wie vorstehend beschrieben ist, muss das Chroma-Signal von dem Block **98** überlagert werden, um dessen relative Phase beizubehalten. Das bedeutet, dass es erwünscht ist, eine

Stabilität der relativen Phase in Bezug auf ein Farb-Burst des Chroma-Signals beizubehalten, allerdings noch zu ermöglichen, dass die Amplituden- und Phasenmodulations-Einhüllenden schwanken. Dies wird so vorgenommen, wie dies weiter im Detail nachfolgend beschrieben wird, unter Verwendung des Lesetaktsignals von der phasenverriegelten Schleife **92**, die auch ein Schwanken umfasst, das identisch zu demjenigen des Chroma-Signals ist, und Anlegen des Lesetaktsignals an eine doppelt ausbalancierte Modulatorschaltung in der Überlagerungsschaltung **100**. Dann wird, falls die Differenz zwischen den zwei Signalen herangezogen wird, das Schwanken an dem Lesetaktsignal von dem Schwanken an dem Chroma-Signal subtrahiert, was zu einem phasenstabilen Chroma-Signal führt, wobei dessen einhüllendes Schwanken unbeeinflusst ist.

[0063] Auch wird der digitalisierte Videoausgang von dem Puffer **76** einer Zeile verzögert, wie dies bei dem vertikalen Austast-Intervall-D/A-Wandler **106** angewandt wird. Die Daten des vertikalen Austast-Intervalls sind nicht schwankend, sondern sind stabil. Demzufolge werden die vertikalen und horizontalen Austast-Intervallsignale in dem Vertikal-Austast-Intervall- und Horizontal-Austast-Intervall-Regenerator **108** regeneriert.

[0064] Dann werden alle drei Signale von den Blöcken **100**, **104** und **108** zusammen in einem Videoaddierer **102** kombiniert, um ein Komposit-Video mit den Vertikal-Intervalldaten, eingesetzt während der geeigneten Zeit, umzuformen. Auch werden die Verschlüsselungsdaten von dem Verschlüsselungsdatenblock **96** eingesetzt, die typischerweise in den Bereich der Zeile **20** des vertikalen Austast-Intervalls eingesetzt werden. Dann wird der Ausgang des Videoaddierers **102** zu dem Ausgangstreiber **110** zugeführt (der ein herkömmlicher Verstärker ist), was eine Ausgabe eines analogen Videosignals liefert, wie dies dargestellt ist.

[0065] Die verschiedenen Blöcke, dargestellt in **Fig. 4** in der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung in der Verwürfelungsvorrichtung, sind in einer Schaltung ausgeführt, die herkömmlich auf verschiedenen, gedruckten Schaltungsleiterplatten angeordnet sind, die integrierte Schaltungen und diskrete Bauelemente umfassen. In der bevorzugten Ausführungsform umfasst die Verwürfelungsvorrichtung vier solcher gedruckter Schaltungsleiterplatten, wobei die erste davon die Eingangs-Leiterplatte ist, die einen Eingangspuffer **66**, eine Genlock-Schaltung **68**, eine Klemm-AGC-Schaltung **72** und einen Video-A/D-Wandler **74** umfasst. Die zweite Leiterplatte ist die RAM-(Random Access Memory)-Leiterplatte, die einen Puffer **76**, einen Addierer **78**, einen Subtrahierer **80**, einen Puffer **82** und einen Puffer **84** umfasst. Die dritte Leiterplatte ist die Steuerleiterplatte, die eine Schreibadressenschaltung **70**, einen Generator **88** für eine zufällig variierende Zahl, einen Daten-D/A **90**, eine phasenverriegelten Schleife **92**, eine Leseadressenschaltung **94** und eine Verschlüs-

selungsschaltung **96** umfasst. Die vierte Leiterplatte ist die Ausgangs-Leiterplatte, die einen Chroma-D/A **98**, eine Überlagerungsschaltung **100**, einen Video-Addierer **102**, einen Luma-D/A **104**, eine VBI-D/A **100**, eine VBI/-HBI-Regenerierungseinheit **108** und einen Ausgangstreiber **110** umfasst. Jede dieser Leiterplatten wird nachfolgend in weiterem Detail diskutiert.

[0066] **Fig. 5** stellt die Erzeugungsschaltung für eine zufällige Rauschüberlagerung dar, wie sie vorstehend diskutiert ist, die die zusätzliche Geheimhaltung bzw. Verschleierung an der Kantenfüllung liefert. Dabei sind vier unterschiedliche Parameter in dem Kantenauffüllbereich vorhanden, die zufällig für eine vollständige Sicherheit gestaltet werden müssen: (1) die Luminanz („Y“), (2) die In-Phase-Chrominanz-Komponente („I“), (3) die Quadratur-Chrominanz-Komponente („Q“) und (4) die Einhüllende oder die Zeitabstimmung des eingesetzten Rauschgebildes. Es sollte darauf hingewiesen werden, dass irgendwelche oder alle davon für eine Vereinfachung, allerdings auch eine weniger sichere Ausführung, weggelassen werden können. Alternativ kann das gesamte System so ausgeführt werden, wie dies dargestellt ist, allerdings unter Verwendung von weniger als vier unabhängigen Rauschgeneratoren (das bedeutet gemeinsam geteilte Rauschquellen), wiederum mit einer verringerten Effektivität.

[0067] Wie in **Fig. 5** dargestellt ist, erzeugen der Random-Rausch-Generator #1 **122** und der 2 MHz LPF **124** eine zufällige Luminanz. Der Random-Rausch-Generator #2 **138** und dessen zugeordneter, ausbalancierter Modulator **140** erzeugen zufällige „I“ Chroma-Komponenten; der Random-Rausch-Generator #3 **128**, der 90-Grad-Phasenverschieber **136** und der dazu in Bezug stehende, ausbalancierte Modulator **130** erzeugen eine zufällige „Q“ **136** Chroma-Komponente; die zwei werden in der ersten Summierstufe **132** kombiniert und im Bandpass hindurchgeführt, **134**, um ein insgesamt zufälliges Chroma-Signal zu bilden. Das zufällige Luma und das zufällige Chroma werden in der zweiten Summierstufe **126** summiert und mit ein und mit aus tormäßig gesteuert, **118**, um so allgemein den „Kantenauffüll“ Bereich des Frame zu füllen. Der Übergang von einem Kanten-Füll-Rauschen zu einem standardmäßigen Video und wieder zurück, und zwar an der linken und der rechten Seite des Frame, jeweils, müssen ausreichend zufällig in der Zeit sein und in der Amplitude passend sein, um so nicht eine Erfassung zu ermöglichen; hierbei erzeugt der Random-Rausch-Generator #4 **112** eine zufällige Zeitabstimmungsfunktion unter Verwendung des Generators **114**, die, wenn sie gefiltert ist, **116**, an das Rauschgatter **118** angelegt wird. Die Kanten der tormäßig gesteuerten Wellenform werden durch einen 200-Nanosekunden Formungsfilter **116** abgeschwächt, um eine Erfassbarkeit der Gating-Funktion selbst zu vermeiden, und die sich ergebende, tormäßig gesteuerte Komposit-Rauschwellenform wird ein-

fach linear addiert, 120, bei einem geeigneten, niedrigen Pegel, und zwar zu dem wobbelnden bzw. schwankenden Videosignal. Der Ausgang der Schaltung der **Fig. 5** wird zu der Videoausgangsleiterplatte (siehe nachfolgend, **Fig. 9**) an einem bestimmten, geeigneten Punkt, zum Beispiel in die Luma-Austast-Umschaltstufe **414**, zugeführt.

[0068] Es ist anzumerken, dass die Filter-Charakteristika, die vorstehend beschrieben sind, nur hinweisend sind; andere Grenzfrequenzen, Bandbreiten und Anstiegszeiten könnten verwendet werden, falls dies die Anwendung verlangt.

VERWÜRFELUNGS-EINGABE-LEITERPLATTE

[0069] **Fig. 6** stellt im Detail die Schaltung der Eingangs-Leiterplatte dar, wie sie vorstehend diskutiert ist, die (unter Bezugnahme auf **Fig. 4**), einen Eingangspuffer **66**, einen Genlock **68**, eine Klemm-AGC-Schaltung **72** und eine Video-A/D-Schaltung **74** umfasst. Jeder der Blöcke, dargestellt auf der Eingangs-Leiterplatten-Schaltung in **Fig. 6**, ist herkömmlich und ausreichend auf dem Video-Sektor bekannt. Die Klemm- und AGC-Schaltung **72** der **Fig. 4** ist in **Fig. 6** so dargestellt, dass sie eine herkömmliche AGC-Schaltung **140**, einen Verstärker **144**, eine Back-Porch-Klemme **146**, einen Verstärker **144**, eine zweite Back-Porch-Klemme **142** für die AGC-Schaltung **140**, eine Sync-Tip-AGC-Schaltung **148**, eine Weiß-Peak-AGC-Schaltung **150** und einen 5 MHz LPF **154** umfasst. Das verarbeitete Video wird zu viermal eines Unterträgers zu dem Viermal-Unterträger-Frequenz-A/D-Wandler **74** geliefert, der ein digitales Video zu der RAM-Leiterplatte, die nachfolgend diskutiert ist, ausgibt. Die Genlock-Schaltung umfasst auch den Spannungssteuerquarzoszillator **158**, der bei viermal der Unterträgerfrequenz arbeitet. Diese Unterträgerfrequenz von viermal wird dann durch vier in dem Dividierer **160** geteilt und zu einem Unterträger-Phasendetektor **152** geliefert, der die Ausgangsfrequenz von dem Dividierer **160** mit dem Farb-Burst des ankommenden Signals von dem Verstärker **144** vergleicht. Demzufolge stellt dies sicher, dass der Spannungssteuer-Oszillator **158** in exakter Synchronität zu dem ankommenden Farb-Burst arbeitet.

[0070] Demzufolge ist der Ausgang des Spannungssteuer-Oszillators **158** die Referenzfrequenz, die viermal der Unterträgerfrequenz ist. Auch ist der Ausgang eines Dividierers **160** das Referenzfrequenz-Unterträgersignal. Auch werden, als Teil der Eingangs-Leiterplatte, herkömmliche, horizontale Zeitabstimmungs-Ein-Shots **164** geliefert, die für verschiedene, interne Zeitabstimmungszwecke dienen.

[0071] Der untere Bereich der **Fig. 6** stellt die digitale Schaltung zum Erzeugen der Zeitabstimmungsimpulse für das horizontale Reset-Signal dar, das zu der RAM-Leiterplatte hin geliefert wird, wie dies nachfolgend beschrieben ist, ebenso wie für eine vertikale

Zeitabstimmung für verschiedene, interne Zwecke („housekeeping“).

VERWÜRFELUNGS-STEUER-LEITERPLATTE

[0072] **Fig. 7A** stellt die Steuerleiterplatte dar, die (unter Bezugnahme auf **Fig. 4**) den Schreibadressenblock **70**, den Generator **88** für eine zufällig variierende Zahl, Daten-D/A **90**, eine phasen-verriegelte Schleife **92**, einen Leseadressenblock **94** und eine Verschlüsselungsschaltung **96** umfasst. Beginnend an dem oberen, linksseitigen Bereich der **Fig. 7A** werden die Referenz der vier-maligen Unterträgerfrequenz und die horizontalen Reset-Signale von der Eingangs-Leiterplattenschaltung der **Fig. 6** empfangen. Diese Eingangssignale werden dann zu dem Schreib-Zähler **200** zugeführt, der die stabile (nicht-schwankende) Schreibadresse auf einem Zehn-Bit-Bus erzeugt, wie dies dargestellt ist. Der Ausgang des Schreib-Zählers wird auch zu dem Schreib-EPROM **202** zugeführt, der, an dem geeigneten Punkt in der Videozeile in Abhängigkeit der Fälle von dem Zähler **200**, jeweils Signale zum Erzeugen des Sync-Gatters, des Burst-Gatters und der Gatter-Signale der Zeile **20** ausgibt, und zum Zurücksetzen des Zählers selbst.

[0073] Ein Ausgang des Schreib-EPROM **202** wird auch zu dem Lese-Zähler **204** für anfängliche Synchronisierungszwecke zugeführt. Der Lese-Zähler **204** gibt eine Zählung zu dem Lese-PROM **206** aus, der daraufhin dann den Gating-Impuls der phasen-verriegelten Schleife erzeugt. Blöcke **208** bis **230**, und auch **258** umfassend, erzeugen die schwankende Leseadresse (RADR), die durch die RAM-Leiterplatte verwendet wird, wie dies nachfolgend beschrieben ist, und zwar zum Zwecke einer Verwürfelung.

[0074] Die untere Leitung der Schaltungsblöcke der **Fig. 7A** liefern die Sync-Überlegungs-Verdeckungs-Funktion, d.h. das verwackelte Sync-Signal als eingefixiertes Pseudo-Random-Muster. Der Ausgang CS bezeichnet ein Komposit-Sync. Beginnend an dem linksseitigen Bereich des Bodenteils der **Fig. 7A** ist das Eingangssignal der vertikale Austastintervall-Impuls. Dieses Signal wird dazu verwendet, einen Zeilen-Zähler **262** zurückzusetzen, der durch den Schreib-Beginn eines Zeilen-(WBOL)-Befehls erhöht wird, der von dem WBOL-Komparator **210** kommt.

[0075] Der Zeilen-Zähler **262** wird verwendet, da in dieser bestimmten Ausführungsform das Sync-Verwackeln in einem fixierten Pseudo-Random-Muster auf verschiedenen Zeilen jedes Videofelds geliefert wird. Demzufolge lässt man eine Zeilen-Raten-Adressen-Zählung laufen, die zu einem Sync-Muster-EPROM **264** geliefert wird, und Zeile für Zeile beschreibt der Sync-Muster-EPROM das Offset, d.h. den Umfang eines Wackelns, das auf dem horizontalen Sync-Impuls in jeder Zeile geschrieben ist. Dieser Offsetwert von dem EPROM **264** wird an

eine Sync/Burst-Logik und einen Shot **266** angelegt, um die tatsächlichen Sync-Impulse zu erzeugen. Die Schaltung **266** wird auch durch zwei Schalter gesteuert, wobei einer davon der Sync-Überlegungs-Schalter ist, der bestimmt, ob das Sync-Überlagern funktioniert oder nicht, und auch durch einen Sync-Breiten-Schalter, der bestimmt, ob die Breite des eingesetzten Sync-Signals geringer als nominal ist. Der Eingang des einen Shot im Block **266** ist das CS-(Komposit-Sync)-Signal, das zu der Ausgangs-Leiterplatte geliefert wird, wie dies beschrieben ist, und das Burst-Gate-Signal, das zu dem Austast-Bereich der blkq/invert Logik geliefert wird, um das Farb-Burst „nicht austastend“ („unblank“) zu machen. Der Sync-Breiten-Schalter, verbunden mit der Schaltung **266**, ermöglicht auch die Verringerung der Breite in dem horizontalen Sync-Signal, um das Schaukeln des Sync aufzunehmen. Dies ist deshalb ein nicht netzwerk-kompatibles Video, das erfolgreich durch die meiste Video-Ausrüstung ist, umfassend Standard-Fernseh-Anlagen bzw. -Einstellungen, kann allerdings durcheinander oder beeinflusst sein, und zwar durch verschiedene Typen einer Übertragungsausrüstung.

[0076] Die Austast- und Invertier-Logik **270** nimmt das Ausgangssignal von der Sync/Burst-Logik One-Shots **266** zu Zwecken einer Durchführung einer Inversion eines Videos für eine weitere Geheimhaltung unter der Steuerung des verbundenen Invertierschalters auf. Demzufolge zeigt die „Invertier“ Leitung, die ein Ausgang des Blocks **270** ist, an, dass eine gegebene Video-Zeile invertiert ist oder nicht. CB bezieht sich auf eine Komposit-Austastung, die als eine Steuerzeile zu der Ausgangs-Leiterplatte zum Bestimmen geliefert wird, wann auszutasten ist und wann nicht auszutasten ist. Die Logik für die Video-Inversion, wie dies in Block **270** dargestellt ist, dient dazu, Anhaltspunkte für einen Piraten über das Vorhandensein einer Video-Inversion zu vermeiden, wenn es beim Invertieren erwünscht ist, dass das Farb-Burst nicht invertiert verbleibt. Demzufolge muss die invertierte Zeile in deren nicht invertierter Position während des horizontalen Austast-Intervalls sein. Demzufolge wird der Block **270** durch sowohl ein vertikales Austast-Intervall als auch durch einen horizontalen Austast-Impuls torgesteuert.

[0077] Unter Bezugnahme auf die Geheimhaltung durch Verwendung von Überlagerungen werden die Sync/Burst-Logik und One-Shots **266** durch einen Sync-Überlagerungs-Schalter gesteuert, wie dies dargestellt ist. Es ist möglich, diesen Schalter durch einen Zufallszahl-Generator anzusteuern (wie dies vorstehend unter Bezugnahme auf **Fig. 5** beschrieben ist), um demzufolge eine zufällige Form einer Sync-Geheimhaltung zu liefern. Dieses „Sync-Schaukeln“ ist dahingehend befunden worden, dass es gut bei 330 Hz arbeitet. Dies liefert natürlich kein Problem beim Entfernen desselben durch die Entwüfelungseinrichtung, die invariabel ein neues Sync für jedes Austast-Intervall in jedem Fall erzeugt.

Auch ist, gemäß der Erfindung, eine weitere Modifikation bei einem „Doppel-Schaukeln“ („doppel-wiggeln“) des horizontalen Sync unter Verwendung von zwei ungleichen Frequenzen gegeben, um eine weitere Geheimhaltung zu erzielen, wie in **Fig. 5**. Weiterhin ist es auch gleichzeitig möglich, die Stelle der vertikalen Sync-Signale zu variieren, d.h. ein vertikales Sync-Schaukeln, das eine weitere Verschleierung hinzufügen würde.

[0078] Die zweite bis letzte Reihe der Schaltungsblöcke in **Fig. 7A** beginnt mit dem Zufalls-Taktgenerator **240**, der (in Abhängigkeit von Schreibadressen-Signalen) zufällige Zahlen zu einem frequenz-modulierten Zähler **242** liefert, der dann den Sinus-EPROM **244** dazu bringt, ein 8-Bit-Datenwort zu einer vertikalen Verriegelung **246** auszugeben. Der Sinus-EPROM **244** wird durch einen Schalter PK gesteuert, der den EPROM freigibt oder sperrt, und demzufolge das Basis-Schaukeln „einschaltet“ oder „ausschaltet“. Das 8-Bit-Datenwort von dem Sinus-EPROM **244** wird auch in einer Verschlüsselungseinrichtung **271** verschlüsselt und zu einem Parallel-Seriell-Wandler **272** zugeführt. Demzufolge werden die 8-Bit-Worte, ausgegeben durch den Sinus-EPROM **244**, in eine serielle Form gesetzt und als Daten auf der Leitung **20**, oder in ähnlicher Weise, wie es die Anwendung erfordert, des vertikalen Austast-Intervalls jedes Videofelds für eine Übertragung zu der Entwüfelungseinrichtung für Entwüfelungszwecke eingesetzt. Dann entfernt die Entwüfelungseinrichtung (wie dies nachfolgend beschrieben ist) die 8-Bit-Datenworte, entschlüsselt sie und wendet sie bei einer Einstellung einer Schaltung zu Zwecken einer Entwüfelung an.

[0079] Der frequenz-modulierte Zähler **242**, angewandt bei dem Sinus-EPROM **244**, erzeugt einen zufälligen FM'd Sinuswellenausgang, typischerweise in dem Bereich von 3–15 Hz. Der Ausgang einer vertikalen Verriegelung **246** wird dann, wenn er an der Leitung **19** der VBI freigegeben ist, zu einem Digital-Analog-Wandler **248** zugeführt, um ein analoges Signal auszugeben, das dann durch einen konventionellen RC-Tiefpassfilter **250** mit einer Zeitkonstanten in der Größenordnung von 10 Millisekunden geglättet wird und zu einem Komparator **252** zugeführt wird, wobei der zweite Eingang davon mit einem Rampen-Generator **258** verbunden wird, der, in Abhängigkeit zu einer Zeile einer Schreib-Adresse **7**, eine Rampen- oder „Sägezahn“ Wellenform unter einer Rate von viermal einer horizontalen Frequenz liefert.

[0080] Demzufolge erzeugt der Komparator **252** einen Satz von sich bewegenden Kanten, die sich in der Zeit exakt so bewegen, wie dies für das Bild erwünscht ist, um zu schaukeln. Der 4H-Phasendetektor **254** vergleicht diese sich bewegenden Kanten mit einem Gatter-Signal der phasen-verriegelten Schleife (phase lock loop – PLL) von dem EPROM **206**, um dadurch den Lesetakt und die Leseadresse auf solche Kanten mittels eines Fehlverstärkers **256** zu

verriegeln. Der Ausgang des Fehlerverstärkers **256** ist der verstärkte Ausgang des Phasendetektors **254**, der zu einem spannungs-gesteuerten Quarzoszillator **258** geliefert wird, der als der „Lese“-Oszillator bezeichnet ist und unter viermal der Unterträgerfrequenz (fsc) arbeitet. Der Ausgang des Spannungsozillators **258** ist der Lesetak (RDCK). Dieses Lesetaktsignal wird demzufolge geschaukelt, d.h. es arbeitet bei exakt viermal der Unterträgerfrequenz, ist allerdings von seiner nominalen Stelle um bis zu ± 2 Mikrosekunden verschoben, wie dies schließlich durch die Wirkung des Zufallszahl-Generators **240** gesteuert wird.

[0081] Demzufolge liefert der Lese-Oszillator **258** ein geschaukeltes Lesetaktsignal RDCK, das im Gegensatz zu dem analogen Oszillator **158** ist, der ein stabiles Referenzsignal mit viermal der Unterträgerfrequenz des Referenzsignals liefert. Demzufolge liefern diese zwei Oszillatoren **158** und **258**, von denen einer (**158**) stabil ist und wovon einer (**258**) schaukelt, Zeitabstimmungssignale, die jeweils an den Schreibzähler **200** und den Lesezähler **204** der Fig. 7A angelegt werden. Beide Zähler **200**, **204** sind durch 910 teilende Zähler (da 910 Zyklen von viermal des Unterträgers pro NTSC Videozeile vorhanden sind); demzufolge laufen beide Zähler **200** und **204** bei der Videozeilenrate. Dies ist herkömmlich, mit der Ausnahme, dass der Lesezähler **204** schaukelt. Die Ausgänge der Zähler **200**, **204** werden jeweils zu dem Schreib-Adressen-Bus WADR, der stabil ist, und dem Lese-Adressen-Bus RADR, der schaukelt bzw. wobbelt, zugeführt. Jeder dieser Busse ist ein 10 Bit breiter Bus, wie dies dargestellt ist.

[0082] In Bezug auf den Rest der Schaltung, dargestellt in Fig. 7A, wird, wie vorstehend diskutiert ist, wenn der aktive Bereich des Videos an jeder Zeile nach rechts bewegt wird, ein Spalt an der linken Kante entwickelt, der aufgefüllt werden muss; demzufolge sind dort zwei Punkte vorhanden, die in der Zeit von Interesse sind, und zwar an der linken Kante jeder Videozeile. Der erste Punkt, der von Interesse ist, liegt dann vor, wenn benötigt wird, das Video zu haben (zu Beginn des Spalts), und liegt zum zweiten Mal dann vor, wenn das Video verfügbar sein wird (das Ende des Zwischenraums). Zwischen diesen zwei definierten Zeitpunkten ist es notwendig, ein „Kantenauffüll“-Signal zu liefern, das das aktive Video wieder zusammenstellt. Es wird gesehen werden, dass diese zwei Zeiten jeweils dem Beginn der aktiven Zeile für den Zeitzyklus und dem Beginn der aktiven Zeile für den Lesezyklus entsprechen. Es wird gesehen werden, dass eine identische Situation an der rechten Seite des Bilds dann auftritt, wenn das Bild nach links bewegt wird. In diesem Fall liegen die zwei Zeiten, die von Interesse sind, dann vor, (a) wenn das gelesene Video vollgeschrieben worden ist, und (b) wenn das Video nicht länger erforderlich ist. Diese zwei Zeitpunkte entsprechen jeweils dem Ende der aktiven Zeile für den Lesezyklus und dem Ende der aktiven Zeile für den Schreibzyklus.

[0083] Das Problem ist dasjenige, dass das Lesesystem und das Schreibsystem asynchron sind, das bedeutet, sie können nicht in der geeigneten Zeitbeziehung zueinander bleiben. Demzufolge ist eine Schnittstelle vorgesehen, in der die Adresse oder die Adressen, die der erwünschte Anfang und das Ende der Zeilen ist bzw. sind, d.h. „BOL“ und „EOL“, für das Schreibsystem und für das Lesesystem definiert ist bzw. sind. Dann vergleichen das Schreibende eines Zeilen-(WREOL)-Komparators **208**, das Leseende eines Zeilen-(RDEOL)-Komparators **209** und der Schreibbeginn eines Zeilen-(WRBOL)-Komparators **210** und der Lesebeginn eines Zeilen-(RDBOL)-Komparators **212** die aktuellen Adressen, die von dem Lesezähler **208** und dem Schreibzähler **200** herauskommen, mit den vorab eingestellten Werten entsprechend zu dem erwünschten Read & Write BOL & EOL. Wenn diese Adressen zu den vorab eingestellten Werten passen, das bedeutet, dass jeder Zähler den Punkt erreicht hat, wo es erwünscht ist, damit zu beginnen, das aktive Video aufzufüllen, oder den Punkt erreicht hat, wo es nicht länger notwendig ist, damit fortzufahren, das Video aufzufüllen, da nun das tatsächliche, aktive Video geliefert wird (an der linken Kante) oder der Beginn eines horizontalen Austast-Intervalls erreicht worden ist (an der rechten Kante).

[0084] Block **218** ist das „Auffüll-Ende einer Zeile“ („fill end-of-line“) einer One-Shot-Schaltung, und darunter ist „Auffüll-Beginn einer Zeile“ („fill beginning-of-line“) einer One-Shot-Schaltung **222**. Für die linke Kante definiert der Schreib-Anfang eines Zeilen-Komparators **210** die linke Kante des aktiven Videos, wo es erwünscht ist, den Auffüll-Prozess zu beginnen. Der Lese-Beginn eines Zeilen-Komparators **212** bestimmt, wann es möglich ist, das Auffüllen zu stoppen, d.h. den Kanten-Auffüll-Prozess. Demzufolge werden beide Ausgänge der Komparatoren **210** und **212** zu dem Auffüllbeginn von Zeilen-One-Shots **222** geliefert und der Ausgang von One-Shots **222** ist ein Impuls, der nur dann hoch ist, wenn es nicht notwendig ist, die linke Kante der Zeile aufzufüllen, da das Bild nach links, anstelle nach rechts, bewegt worden ist.

[0085] Für die rechte Kante des Bilds wird das Auffüll-Ende der Zeilen-One-Shots **218** ähnlich durch das Schreibende des Zeilen-Komparators **208** und das Leseende des Zeilen-Komparators **209** kontrolliert, und dies liefert ein analoges Ausgangssignal, nach dem Ende jedes Video oder eines aktiven Bereichs suchend. Demzufolge erzeugen die „Auffüll-Ende einer Zeile“ One-Shots **218** einen einzelnen Impuls, der hoch ist, wenn es erwünscht ist, das Ende der Zeile aufzufüllen. Der Ausgang von One-Shot-Schaltungen **218** und **222** werden zueinander um die Breite einer horizontalen Austastung verschoben; die inneren Kanten entsprechen der Kante eines formalen Austastens und die äußeren Kanten entsprechen der Kante des sich bewegendes, aktiven Bereichs des Videos.

[0086] Der Bereich zwischen den zwei Impulsen ist der Bereich, in dem ein stabiles Farb-Burst erzeugt werden muss, das sich in der Amplitude und der Phase dem sich bewegenden Farb-Burst anpasst, was von dem schaukelnden Lesezyklus resultiert. Das „Auffüll-Burst“ Flip-Flop wird durch die nachlaufende Flanke des EOL Impulses eingestellt und durch die voranführende Kante des BOL Impulses zurückgesetzt. Der „Ende einer Zeile“ Tri-Zustand **228** sieht auf die Adresse, definiert als das Leseende der Zeile (das bedeutet die Adresse, die dazu verwendet werden soll, die rechtsseitige Zwischenraumperiode aufzufüllen), und ähnlich liefert der „Beginn einer Zeile“ Tri-Zustand **224** ein analoges Signal für den linksseitigen Zwischenraum. Für den „Auffüll-Burst“ Bereich ist die Adresse, die verwendet ist, diejenige der Mitte des Farb-Bursts. Demzufolge wird, unter der Steuerung der Befehls-Signale von den One-Shots **218** und **222**, eine Adresse entweder an dem Ende einer Zeile oder die Adresse der Mitte des Farb-Burst oder die Adresse des Beginns der Zeile geliefert, wie sie auf dem Bus geliefert wird, der mit der Lese-Adressen-Auswahl-Schaltung **230** für die acht signifikantesten Bits verbunden ist. Es ist anzumerken, dass alle Busse in dem zentralen Bereich der **Fig. 7A** nur acht Bits breit sind, da es die zwei signifikantesten Bits des Zehn-Bit-Adressensystems sind, denen erlaubt wird, zu laufen (wie dies vorstehend beschrieben ist). Demzufolge wählt die Auswahl-Schaltung **230** zwischen drei festgelegten Adressen entsprechend dem Ende einer Zeile, dem Farb-Burst und dem Beginn einer Zeile aus. Der Burst-(Farb-Burst)-Tri-Zustand **226** wird, wie dargestellt ist, durch den Ausgang des Auffüll-Burst-Flip-Flops und auch durch die Burst-Adresse kontrolliert. Der Effekt eines Einstellens der acht MSB's des Adressenbusses auf die Adresse entsprechend zu der Mitte des Farb-Bursts ist derjenige, die gesamten Lese-Zyklus-HBI mit einer kontinuierlichen Sinuswelle aufzufüllen, exakt das Eingangs-Farb-Burst anpassend, ungeachtet des Wobble-Zustands. Das erwünschte Ausgangs-Farb-Burst kann einfach formmäßig herausgenommen werden. Demzufolge schaltet die Auswahl-Adresse, vorgesehen auf dem Lese-Adressen-Bus ADR, zwischen der tatsächlichen Laufadressenzählung von dem Lesezähler **204** und den statischen Zuständen um, die der Ausgang der Auswahl-Schaltung **230** sind, die normal während eines aktiven Videos läuft, allerdings am Ende einer Zeile, oder dem Beginn einer Zeile und in der Mitte des Bursts, eingefroren ist. Demzufolge wird die Zehn-Bit-Leseadresse geschaukelt bzw. gewobelt und hält unter den erwünschten Intervallen an, um den Auffüll-Prozess durchzuführen.

[0087] **Fig. 7B** der vorliegenden Offenbarung ist eine Ausführungsform des spannungsgesteuerten Quarzoszillators mit breiter Frequenzabweichung. In **Fig. 7B** entspricht das Ausgangssignal („OUT“) dem geschaukelten Lese-Takt (RDCK) der **Fig. 7A** und

der Spannungssteuereingang (V_{CONTROL}) entspricht dem Ausgang des Fehler-Verstärkers **256** der **Fig. 7A**.

[0088] Wie **Fig. 7B** zeigt, ist der erste Quarz bzw. das Kristall **313** in Reihe mit einem Widerstand **312** verbunden. Die Reihen-Anordnung des Widerstands **312** und des Quarzes **313** wird durch einen ersten Ansteuertransistor **325** angesteuert. Stromzuführungen **327** und **328** verbinden die Emitter der Transistoren **325** und **326** mit einer negativen Versorgungsspannung V_{EE} und den Kollektor des Transistors **325** mit einer positiven Versorgungsspannung V_{CC} . Die Phasensteuerschaltung umfasst einen Varactor (spannungsgesteuerter, variabler Kondensator), eine Diode **320** zusammen mit Kondensatoren **321**, **322** und **323** und eine Induktanz **324**. Die Phase, auferlegt durch die Phasensteuerschaltung, wird durch Einstellen des V_{CONTROL} variiert, der die Kapazität der Varactordiode **320** ändert. Die Dioden **329**, **329'** begrenzen die Amplitude der Oszillationen in der Schaltung.

[0089] Ein zweiter Transistor **325'**, ein zweiter Quarz **313'** und ein Widerstand **312'** sind mit einem üblichen Basisverstärkertransistor **326**, einem Emittertransistor **325**, einem ersten Quarz **313** und einem ersten Widerstand **312** verbunden. Der Emitter des Transistors **325'** ist mit einer Stromquelle **327'** mit der negativen Versorgungsspannung V_{EE} verbunden und ein Kollektor des Transistors **325'** ist mit der positiven Versorgungsspannung V_{CC} verbunden. Kristalle bzw. Quarze **313** und **313'** werden in-phase zueinander angesteuert. Die Varactordiode **320** besitzt ein relativ niedriges Verhältnis (d.h. 2:1) einer maximalen zu einer minimalen Kapazität.

[0090] Die Resonanzfrequenzen der Kristalle **313** und **313'** werden jeweils so ausgewählt, dass sie unter einem vorbestimmten Intervall (z.B. 3 KHz) voneinander beabstandet sind. Der Wert der Widerstände **312** und **312'** beträgt typischerweise ungefähr 150 bis 300 Ohm. Ein Einheits-Verstärkungs-Puffer **330** liefert das Ausgangssignal.

VERWÜRFELUNGSEINRICHTUNGS-RAM-LEITERPLATTE

[0091] **Fig. 8** stellt im Detail die RAM-Leiterplatte dar, die bestimmte Blöcke der **Fig. 4** umfasst, einschließlich des Puffers **76**, des Addierers **78**, des Subtrahierers **80**, des Y-Puffers **82**, und des C-Puffers **84**. Wie in **Fig. 8** dargestellt ist, ist eine Eingangs-Verriegelung **340** (nicht in **Fig. 4** dargestellt) vorhanden, die das Video von der Eingangs-Leiterplatte aufnimmt und dasselbe zu einem Ping-Pong-RAM-Puffer **342**, **344** zuführt. Der Addierer **78** und der Subtrahierer **80**, wie sie in **Fig. 8** dargestellt sind, sind dieselben wie in **Fig. 4**. Der Puffer **82** für den Y-Luminanz-Kanal der **Fig. 4** in **Fig. 8** ist als Ping-Pong-RAM dargestellt, umfassend Dual-RAM-Bänke **350** und **352**, jeweils von einer horizontalen Zeilen-(1H)-Länge. Ähnlich ist der Puffer **84**

für den Chrominanz-Kanal der **Fig. 4** in **Fig. 8** so dargestellt, dass er ein Ping-Pong-RAM **360**, **362** ist.

[0092] Sowohl der Luma- als auch der Chroma-Kanal, in Bezug auf die es erwünscht ist, dass sie schwankend gemacht werden, müssen von dem Schreib-Adressen-System zu dem Lese-Adressen-System umschalten, da die Schreib-Adresse und der Schreib-Takt stabil sind, wenn sie ankommen, d.h. WADR und WRCK, wogegen die Lese-Adresse RADR und der Lese-Takt RDCK beide stabil sind. Die Auswahlhaltungen **354** und **364** lenken die Takte und die Adressen-Busse jeweils für den Luma-Kanal und den Chroma-Kanal so, dass, an irgendeiner gegebenen Video-Zeile; einer der Puffer in jedem Paar von Puffern **350**, **352** und **360**, **362** schreibt und der andere liest. Das Reset-Signal für das horizontale Austast-Intervall wird zu dem 1H-Flip-Flop **356** für eine Steuerung der Auswahlhaltung **354** so zugeführt, dass die Puffer-Paare alternativ geeignet lesen und schreiben.

VERWÜRFELUNGSEINRICHTUNGS-AUSGANGS-LEITERPLATTE

[0093] Der Ausgangs-Leiterplatten-Bereich des Blockdiagramms der **Fig. 4** umfasst den Chroma-D/A-Wandler **98**, den Luma-D/A-Wandler **104**, den Vertikal-Austast-Intervall-D/A-Wandler **106**, die Überlagerungsschaltung **100**, den Video-Addierer **102**, den Ausgangstreiber **110**, die VBI/HBI-Regenerierungseinrichtung **108**.

[0094] Wie in **Fig. 9** gesehen werden kann, die die Ausgangs-Leiterplatte darstellt, sind der Luma-DAC (Digital-Analog-Wandler) **104**, der VBI-DAC **106**, der Chroma-DAC **98** und der Ausgangs-Treiber **110** dieselben Blöcke wie in **Fig. 4**. Zusätzlich stellt **Fig. 9** die Daten der Zeile **20** an dem oberen linksseitigen Bereich der Figur dar, die so geliefert werden, wie dies vorstehend diskutiert ist, und zwar von der Steuerleiterplatte der **Fig. 7A**, die zu der Injekt-Schaltung **400** für die Zeile **20** hinläuft, die dann zu einem Luma-Austastschalter **414** geliefert wird. Zusätzlich wird das Video-Invertier-Signal auch so vorgesehen, wie dies in dem unteren, rechtsseitigen Bereich der **Fig. 7A** dargestellt ist, in dem oberen, linksseitigen Bereich der **Fig. 9** zu dem Luma-DAC **104** zugeführt, der auch das Luma-Digital-Signal von dem RAM-Leiterplatten-Ausgangs-Bus aufnimmt, wie dies dargestellt ist. Zusätzlich wird das digitalisierte, vertikale Austast-Intervallsignal von der RAM-Leiterplatte (die zeitstabil ist) zu dem VBI-DAC **106** geliefert und das digitalisierte Chroma-Signal von dem RAM (das schwankend ist) wird von der RAM-Leiterplatte auch zu dem Chroma-DAC **98** zugeführt; der Chroma-DAC wird durch das Quellen-Video-Invertiersignal wie in dem Luma-DAC gesteuert.

[0095] Der VBI-Schalter **406**, gesteuert durch das VBI-Signal, schaltet in dem vertikalen Austast-Intervall so, wie es erwünscht ist, in dem geeigneten Bereich des Signals um. Der Ausgang des VBI-Schal-

ters **406** wird dann durch einen herkömmlichen Filter vom inversen Sinus-X/X-Typ gefiltert, um das durch das Abtasten induzierte Hochfrequenz-Roll-off(Dämpfen) zu kompensieren. Der Ausgang des Filters **410** wird dann zu einem Summierverstärker **412** zugeführt. Der Ausgang des Summierverstärkers **412** wird zu dem Luma-Austastschalter **414** zugeführt. Der „Füll-Burst“ Vorgang ersetzt das gesamte HBI-Signal gegen ein kontinuierliches Burst an dem Ausgang der RAM-Leiterplatte. Der Vorgang des Luma-Austastalters ist derjenige, um die H-Austastung und das H-Sync wieder einzusetzen und das kontinuierliche Burst zu erhalten, um das erwartete Farb-Burst zu bilden, um dadurch das erwünschte HBI-Format zu regenerieren. Der Ausgang des Luma-Austastalters **414** wird dann durch einen Tiefpassfilter **416** zum Entfernen der fremden Abtast-Seitenbandfrequenzen oberhalb ungefähr 5 MHz gefiltert. Der Ausgang des Tiefpassfilters **416** wird dann zu dem Ausgangs-Treiberverstärker **110** zugeführt.

[0096] Ähnlich wird der Ausgang des Chroma-DAC **98** mit dem Vertikal-Austast-Intervallschalter **420** zum Ausschalten des Chroma-Signals während einer vertikalen Austastung verbunden. Der Ausgang des vertikalen Austastalters **420** wird dann einem Tiefpassfilter **422** unterworfen, um die Chroma-Frequenzen oberhalb ungefähr 2 MHz zu entfernen, und wird dann auch dem Black-Clipper **412** unterworfen, und folgt demzufolge demselben Pfad, wie dies vorstehend für den Luma-DAC beschrieben ist.

[0097] Der untere Teil der **Fig. 9** ist die Überlagerungsschaltung **100** der **Fig. 4**. Wie dargestellt ist, werden analoge Chroma-Daten von dem Chroma-DAC **98** zu dem inversen Sinus-X/X-Filter **424** zugeführt, um Verluste in Hochfrequenzen aufgrund einer Abtastung und einem Halten in A/D wieder herzustellen. Dieses gefilterte Chroma-Signal (das in der Zeit schwankt) befindet sich allerdings nicht bei der nominalen Unterträgerfrequenz von 3,58 MHz. Demzufolge wird dieses Signal zu einem Balance-Modulator **438** für eine weitere Verarbeitung zugeführt.

[0098] Der in der Unterträgerfrequenz-Spannung kontrollierte Quarzoszillator **450** ist Teil einer Schleife, umfassend einen Unterträgerfrequenz-Phasendetektor **446**, der einen Fehlerverstärker **448** ansteuert, der wiederum einen Unterträgerfrequenz-Spannungssteuerszillator **450** ansteuert. Der Ausgang des Frequenzsteuerszillators **450** wird durch zwei durch einen Dividierer **452** dividiert, um eine Frequenz von der Hälfte der Unterträgerfrequenz zu erhalten. Der Ausgang des Dividierers **452** wird zu zwei Bandpassfiltern **436**, **454** zugeführt; der erste Filter **436** führt nur die fünfte Harmonische der Hälfte der Unterträgerfrequenz hindurch, d.h. $5/2 F_{sc}$. Der zweite Bandpassfilter **454** lässt nur die dritte Harmonische, d.h. $3/2 F_{sc}$, hindurch. Der Bandpassfilter **454** gibt dann das stabile Trägersignal $3/2 F_{sc}$ aus, das an einen Balance-Modulator **456** angelegt wird, der dieses mit dem dividiert durch 4 Lese-Takt-Signal

(RDCK) mischt, das dann schwankend gemacht wird und gleich zu (viermal der Unterträgerfrequenz/4) ist. [0099] Dieses RDCK Signal wird durch vier an dem Dividierer **458** geteilt, der demzufolge die schwankend gestaltete Unterträgerfrequenz ausgibt, die an dem Balance-Modulator **456** mit dem 3/2 der Unterträgerfrequenz moduliert wird. Der Ausgang des Balance-Modulators **456** wird dann an einem Bandpassfilter **460** gefiltert, um das 5/2 der Unterträgerfrequenz (oberes Seitenband) auszuwählen, das die schwankend gestaltete Unterträgerfrequenz enthält. In der Figur ist dies mit „schwankend gestalteter Träger“ bezeichnet, und wird dann an den Balance-Modulator **442** angelegt.

[0100] Der obere Zweig der Überlagerungsschaltung, wie er dargestellt ist, nimmt die fünfte Harmonische der stabilen Unterträgerfrequenz, geteilt durch 2, von dem Bandpassfilter **436** auf und moduliert diese an dem Balance-Modulator **438** mit dem schwankend gestalteten Chroma von dem Filter **424**. Der Ausgang des Balance-Modulators **438** wird dann durch den Bandpassfilter **440** gefiltert (der ein Durchlassband einer Breite von ungefähr 3 MHz besitzt), um das 7/2 der Unterträgerfrequenz auszuwählen. Der Ausgang des Bandpassfilters **440** ist dann 7/2 der Unterträgerfrequenz (oberes Seitenband), die ein schwankend gestaltetes Chroma enthält, das, wenn es in den Balance-Modulator **442** mit dem schwankend gestalteten Träger gemischt wird, ein stabiles Chroma-Signal bei 3,58 MHz (zu dem Chroma-Austast-Schalter **430**) über den Ausgang für das untere Seitenband des Balance-Modulators **442** liefert.

[0101] Die Aufgabe dieser Überlagerungsschaltung ist diejenige, dass der Umfang eines Schwankens (Zitterns) der Videozeile ausreichend über den Master-Takt, über den Lese-Takt (RDCK), bekannt ist. Das bedeutet, dass dieses Signal des Master-Takts tatsächlich auf die Änderungen in der Frequenz in dem Verhältnis zu den Änderungen der verwürfelten Chroma-Frequenz gelegt wird, d.h. das Schwanken. Demzufolge kann dieses Lese-Taktsignal als eine Form einer Aufhebung verwendet werden, um das Schwanken von dem Chroma-Signal im Hinblick auf die Frequenz zu entfernen. Wie dargestellt ist, ist das Burst-Signal, das dem Kontroll-Unterfrequenz-Phasendetektor **446** hilft, das Farb-Burst-Signal von dem Ausgangs-Video. Das Video-Ausgangs-Farb-Burst passt demzufolge das Eingangs-Video-Quellen-Farb-Burst an.

[0102] Die Betriebsweise dieser Überlagerungsschaltung wird unter weiterer Bezugnahme auf die Frequenzspektren der **Fig. 10A** bis **10E** dargestellt. In **Fig. 10A** nun ist das Eingangs-Programm-Chroma-Signal (vor einem Verwürfeln) verteilt über ein Spektrum, zentriert bei 3,58 MHz, d.h. der Unterträgerfrequenz, dargestellt. Unter einem Verwürfeln in **Fig. 10B** ist das schaukelnd gestaltete Chroma, das von dem Chroma-DAC **98** zugeführt wird, „zitternd“ (schaukelnd) um ΔF dargestellt und besitzt eine Mittenfrequenz von $3,58 \text{ MHz} \pm \Delta F$. Der Master-Takt „zit-

tert“ (schwankt) um exakt denselben Betrag bei viermal der Unterträgerfrequenz gleichzeitig, d.h. zentriert bei 14,34 MHz, mit einem Zittern von viermal ΔF , wie dies in **Fig. 10C** dargestellt ist. Dies kommt daher, da das Schwanken in dem Chroma exakt ein Viertel des Master-Takts ist.

[0103] Wie in **Fig. 10D** dargestellt ist, wählt, durch eine Bandpassfilterung, die Überlagerungsschaltung 7/2 der Unterträgerfrequenz, was ein schwankendes Chroma bestätigt, und 5/2 der Unterträgerfrequenz aus, wobei beide davon denselben Umfang eines Schwankens, d.h. $\pm \Delta F$, umfassen.

[0104] Demzufolge kommt man, durch Subtrahieren (Modulieren und Auswählen des unteren Seitenbands) von 7/2 des Unterträgerfrequenz-Chroma von 5/2 der Unterträgerfrequenz (wobei beide davon das Schwanken um ΔF umfassen), an dem Ausgang des Tiefpassfilters an, der stabil bei 3,58 MHz ist und der das erwünschte, stabile Chroma-Signal ist.

[0105] **Fig. 11** stellt eine unterschiedliche Version der Überlagerungsschaltung gemäß der Erfindung dar, wie sie auf das vorstehend beschriebene Verwürfelungssystem angewandt wird. Wie dargestellt ist, variiert der Master-Takt in der Frequenz um ± 4 -mal ΔF aufgrund des Verwürfelungs-Prozesses, um das erwünschte Schwanken in dem Video, wodurch das Video verwürfelt wird, zu bewirken. Das „Programm In“ Video wird durch den A/D-Wandler im Block **470** digitalisiert und ist in den Y-(Luminanz) und C-(Chrominanz)Kanal separiert, wobei jeder davon so verarbeitet wird, um mit dem Master-Takt um $\pm 4 \Delta F$ zu schwanken. Nachdem der Master-Takt sowohl die Y- als auch die C-Komponente variiert, d.h. sie in einer in der Zeit variierenden Art und Weise schwankt, besitzt die C-Chrominanz-Komponente Farbfrequenzen, die in nicht erwünschter Weise instabil sind („zitternd“). Demzufolge ist die Aufgabe der Überlagerungsschaltung diejenige, die verwürfelt Chrominanz-Komponenten-Frequenz so zu stabilisieren, dass der Fernsehempfänger die Farbe unter Verwendung einer einfachen, kostengünstigen Entwürlungsvorrichtung sehen kann.

[0106] Es ist bekannt, dass der Master-Takt bei 4-mal der Unterträgerfrequenz $\pm 4 \Delta F$ liegt. Wie dargestellt ist, werden, nach der digitalen Verarbeitung, sowohl die Y- als auch die C-Signale zurück zu analogen Signalen durch D/A-Wandler im Block **470** gewandelt, was demzufolge das sogenannte „Y“ zitternd (schaukelnd) gestaltete Signal und das „C“ zitternd (schaukelnd) gestaltete Signal ausgibt, was die nicht erwünschte, instabile Trägerfrequenz ist. Die Überlagerungsschaltung an dem unteren, linksseitigen Bereich der **Fig. 4** wendet das Master-Taktsignal (das auch als das RDCK Signal bezeichnet ist), das durch 4 an dem Dividierer **474** geteilt ist und das dann stabil 3/2mal mit der Unterträgerfrequenz durch den Balance-Modulator **476** multipliziert ist, an. Wie angeführt ist, liegt die Unterträgerfrequenz bei 3,58 MHz. Das obere Seitenband des Ausgangs des Balance-Modulators **476** wird dann durch den Band-

passfilter **478** ausgewählt, um $3/2$ des Frequenzunterträgers plus der Unterträgerfrequenz $\pm \Delta F$ zu erhalten. Gleichzeitig wird die C' (schwankend gestaltete Chroma) Komponente, die eine Unterträgerfrequenz $\pm \Delta F$ ist, an dem Bandpassfilter **482** durch den X/X-Filter **424** mit inversem Vorzeichen der **Fig. 9** gefiltert. Der Ausgang des Bandpassfilters **482** wird dann durch ein stabiles $5/2$ -Unterträgerfrequenz-Signal an dem Modulator **484** multipliziert und der Ausgang des Modulators **484** wird an dem Bandpassfilter **486** gefiltert, um das obere Seitenband hindurch zu lassen, um $7/2$ -mal der Unterträgerfrequenz $\pm \Delta F$ zu liefern.

[0107] Wie vorstehend angeführt ist (siehe **Fig. 9**), werden die stabile $3/2$ Unterträgerfrequenz und die $5/2$ Unterträgerfrequenz von einem phasenverriegelten, spannungsgesteuerten Oszillator geliefert, der auf eine Farbfrequenz eines ankommenden, stabilen Videos verriegelt ist, d.h. die Referenz-Unterträgerfrequenz. Die Ausgänge der Bandpassfilter **478** und **486** werden durch den Balance-Modulator **480** multipliziert und dann an dem Bandpassfilter **488** gefiltert, sodass der untere Seitenbandausgang ein Chroma-Signal bei einem Frequenzunterträger ist, der frei von dem $\pm \Delta F$ Schaukeln ist. Wie in **Fig. 9** dargestellt ist (allerdings nicht in **Fig. 11**), wird das Burst von dem Ausgangs-Tiefpassfilter **432** zurück zu dem Phasendetektor **446** geschickt, um den Unterträgerfrequenz-Spannungssteueroszillator **450** phasenmäßig auf die Farbfrequenz des ankommenden Video zu verriegeln. Wie in **Fig. 11** dargestellt ist, wird das Ausgangs-Chroma-Signal von dem Bandpassfilter **488** dann durch einen Video-Addierer zu dem geschaukelten Luminanz-Signal Y' hinzugefügt, wobei der Ausgang davon tiefpass-gefiltert wird, und zwar bei **490**, um das Ausgangs-Video zu liefern, das das geschaukelte Luminanz-Signal und ein geschaukeltes Chroma-Signal mit einer stabilen Unterträgerfrequenz umfasst.

[0108] In herkömmlichen Überlagerungsfarbstabilisierern ist der Master-Takt/4 real das Farb-Burst von dem Eingangs-Video. Dies könnte hier ebenso in einer ähnlichen Art und Weise vorgenommen werden, indem das geschaukelte Farb-Burst von dem Invers-Sin-X/X-Filter **424** vorgenommen wird; allerdings würde die Farb-Chroma-Stabilisierung nicht so effektiv sein, und demzufolge würde das Chroma instabiler sein. Für die beste Chroma-Stabilität wird RDCK (einzigartig für dieses System) so verwendet, wie dies vorstehend beschrieben ist.

[0109] In Bezug auf die vorstehend beschriebene Überlagerungsschaltung liegt deren Anwendbarkeit zusätzlich zu der Verwendung in dem Verwürfeln. Zum Beispiel ist sie zur Verwendung in Verbindung mit irgendeiner Art einer Videoverarbeitung geeignet, die auf der Zeit basierende Fehler umfasst.

ENTWÜRFELUNGSEINRICHTUNG

[0110] Das verwürfelte Video-Ausgangs-Signal von

dem Codieren oder von der Verwürfelungsschaltung der **Fig. 4** wird herkömmlich über ein Koaxialkabel, einen Satelliten, gesendetes Fernsehen, Kabelfernsehen oder ansonsten zu einer Entwürfelungseinrichtung (Decodierer) übertragen, der typischerweise in einem Haus vorhanden ist, und der entwürfelte Ausgang davon wird mit einem herkömmlichen Fernsehgerät oder einem Monitor in dem Haus verbunden. Eine der Aufgaben der vorliegenden Erfindung ist es, ein System zu schaffen, das hoch sicher ist, eine ausreichende Geheimhaltung bietet, und dennoch mit einem kostengünstigen und zuverlässigen Decodierer kompatibel ist. Dies kommt daher, dass tausende oder zehntausende Decodierer hergestellt sind und verwendet werden, und demzufolge ist es wesentlich, dass sie relativ kostengünstig sind und nur eine geringe Wartung erfordern, da sie zu Hause vorhanden sind. Es ist anzumerken, dass dies nicht in Verbindung mit der Verwürfelungseinrichtung der Fall ist, die typischerweise an dem Kopfende bzw. Anfang angeordnet ist, und von denen relativ wenige (einer pro TV-Kanal) in irgendeinem Fernsehsystem vorhanden sind.

[0111] **Fig. 12** zeigt ein Flussdiagramm der Entwürfelungs-Signal-Verarbeitung. Im Schritt 500 wird das verwürfelte Video empfangen und die verschlüsselte Zufallszahl (die der Decodierausgang ist) wird extrahiert. Von dieser extrahierten Zahl wird, im Schritt 502, die Zufallszahl entschlüsselt und zu einer analogen Wellenform umgewandelt. Dann erzeugt, im Schritt 504, diese analoge Wellenform eine schaukelnde Zeitbasis, die das Eingangs-Video führt, d.h. die Informationen umfasst, die notwendig sind, um exakt anzuzeigen, wie das Video zu schaukeln ist. Von diesen Daten ist es möglich, und zwar im Schritt 506, das erforderliche, schaukelnde, horizontale Sync, eine Austastung und das Farb-Burst zu synthetisieren. Im Schritt 508 wird das vollständige, horizontale Austast-Intervall des Eingangs-Signals gegen ein vollständiges, synthetisiertes, schaukelndes, horizontales Austast-Intervall, aufgebaut aus dem synthetisierten Sync, einer Austastung und einem Farb-Burst, was das Video leitet, ersetzt, was demzufolge ermöglicht, dass das Signal auf einem herkömmlichen Fernsehempfänger betrachtet werden kann.

[0112] **Fig. 13** stellt in Blockdiagrammform einer Ausführungsform des Decodierers zum Durchführen der Verarbeitung der **Fig. 12** dar. In dem oberen, linksseitigen Bereich wird das verwürfelte Video-Eingangssignal zu einem Eingangspuffer **520** geliefert. In dem Entwürfelungs-Datenpfad werden die Daten durch den Datenextrahierer **522** extrahiert und dann herkömmlich durch eine Entschlüsselungseinrichtung **524** decodiert. Die Daten sind von einer digitalen zu einer analogen Form in Block **526** umgewandelt worden, durch einen Tiefpassfilter **528** geglättet worden und zu einem Komparatorfeld **530** zugeführt worden.

[0113] Dabei wird die phasenverriegelte Schleife

534 auf die Rate der horizontalen Zeile des ankommenden, horizontalen Sync verriegelt, um einen Analog-Ramp-Generator **536** anzusteuern. Das Komparatorfeld **530** vergleicht dann das horizontale Ramp mit dem sich variierenden DC-(Gleichstrom)-Signal, das von dem Tiefpassfilter **528** herauskommt, um eine sich bewegende Kante an dem Punkt zu erzielen, an dem sie kreuzen, d.h. wo der Vergleich vorgenommen wird, von welcher Kante es möglich ist, alle Elemente des horizontalen Austast-Intervalls in der Zeit zu skalieren.

[0114] Diese Komparator-Daten werden dann dazu verwendet, ein Burst, ein horizontales Sync und Austast-Impulse zu erzeugen, unter Verwendung des Farb-Burst-Regenerators **542** und des Regenerators **544** für das horizontale Austast-Intervall, die an einen Video-Schalter **548** angelegt werden. Der Video-Schalter **548** schaltet zwischen dem aktiven Video, das (mit einer Ausnahme) nicht durch die Entwüfelungseinrichtung verarbeitet worden ist, und dem horizontalen Austast-Intervall, das durch den unteren Teil der Schaltung der **Fig. 13** verarbeitet ist, um. Der Video-Schalter **548** wird durch das regenerierte, horizontale Austasten angesteuert.

[0115] Das Eingangs-Video von dem Puffer **520** wird durch die Entwüfelungseinrichtung nur in dem Umfang verarbeitet, dass das Video zurückinvertiert wird, wo immer es zuvor durch die Verwüfelungseinrichtung invertiert worden ist; um das originale Bild wiederherzustellen. Dieses nun vollständig nicht-invertierte Video wird zu dem Video-Schalter **548** zugeführt, wobei der Ausgang davon dann zu einem Ausgangs-Treiber **550** für den Video-Ausgang zu dem TV-Empfänger oder -Monitor zugeführt wird.

[0116] Der Analog-Ramp-Generator **536** erzeugt eine Reihe von Wellenform-Rampen, wie dies in **Fig. 14A** dargestellt ist, die mit einem horizontalen Sync von der PLL **534** getaktet werden. Wie in **Fig. 14A** dargestellt ist, besitzt jedes Ramp die Dauer, die ausreichend ist, um das gesamte, regenerierte HBI, einschließlich des Schaukelns, abzudecken – das bedeutet ungefähr 20 Mikrosekunden. Demzufolge vergleicht der Komparator die Rampen mit einer Referenzspannung, die als eine horizontale Zeile in **Fig. 14A** dargestellt ist. Der Komparator liefert als Ausgang die Rechteckimpulse, die in **Fig. 14B** dargestellt sind, wobei jeder davon in der Zeit synchron zu dem Schaukeln, das in dem Eingangs-Video vorhanden ist, schaukelt, wie dies durch die horizontalen Pfeile an der voranführenden Flanke jedes horizontalen Impulses in **Fig. 14B** dargestellt ist.

[0117] Wie in **Fig. 14B** dargestellt ist, ist ein solcher Rechteckimpulsausgang von dem Komparator für jede Videozeile vorhanden. Demzufolge bewegt sich diese Kante synchron in der Zeit mit dem Schaukeln. Dann ist es, unter Verwendung einer einzelnen, schaukelnden Kante für jede Zeile, wie dies in **Fig. 14B** dargestellt ist, möglich, vollständig das horizontale Austast-Intervall zu rekonstruieren, wie dies in **Fig. 14C** durch die vertikalen Pfeile dargestellt ist,

die sechs Kanten bzw. Flanken darstellen, die sind: (1) die voranführende Flanke des horizontalen Austastens; (2) die voranführende Flanke des horizontalen Sync-Impulses; (3) die nachlaufende Flanke des horizontalen Sync-Impulses; (4) die voranführende Flanke des Farb-Bursts; (5) die nachlaufende Flanke des Farb-Bursts; und (6) das Ende des horizontalen Sync-Impulses. Dies wird durch Vorsehen eines Felds aus sechs unterschiedlichen Komparatoren vorgenommen, jeder mit einem Offset zu dem vorhergehenden. Alternativ würde ein einzelner Komparator die erste Flanke erzeugen und dann würde eine Folge von zeitabgestimmten One-Shots die anderen fünf Flanken des horizontalen Austast-Intervalls liefern.

[0118] Die Hauptaufgabe der Entwüfelungseinrichtung, zusätzlich zu einem Entfernen der Inversion des aktiven Bereichs des Videos, ist diejenige, einen horizontalen Synchronisations-Impuls zu erzeugen, der sich exakt synchron zu dem zeit-induzierten Schaukeln bewegt, und ein Farb-Burst, das sich exakt synchron zu dem zeit-induzierten Schaukeln bewegt. Die Wiederherstellung des Sync-Impulses ist relativ direkt, allerdings ist die Wiederherstellung des Farb-Bursts schwieriger, wie dies unter Bezugnahme auf **Fig. 1B** dargestellt ist. In Zeile N tritt das Farb-Burst in der Zeit vorgeschoben in Bezug auf die Stelle des Farb-Bursts in Zeile N+1 auf und das Farb-Burst in Zeile N+2 wird relativ zu der Stelle des Farb-Bursts in Zeile N+1 verzögert. Demzufolge muss die Entwüfelungseinrichtung eine Sinuswelle liefern, die in der Amplitude und der Phase ein Farb-Burst anpasst, das bis dahin noch nicht für bestimmte, besondere Zeilen aufgetreten ist.

[0119] Demzufolge muss die Schaltung die Stelle des Farb-Bursts für bestimmte Zeilen antizipieren. Dies wird in der Entwüfelungseinrichtung in einer Ausführungsform unter Verwendung des Farb-Bursts durchgeführt, um einen Quarzfilter in den Burst-Regenerator **542** der **Fig. 13** einzubringen, so dass der Filter unter derselben Amplitudenphase für die gesamte Zeile läuft, was demzufolge eine kontinuierliche Welle erzeugt, die dieselbe Amplitude und Phase wie das Farb-Burst besitzt. Dies erfordert typischerweise zwei kaskadierte, oszillierende Kristalle bzw. Quarze, um einen Filter zu schaffen, der gut genug läuft (das bedeutet ein Q hoch genug besitzt), so dass der Ausgang nicht zu Null vor dem Ende der Videozeile abgefallen ist.

[0120] Eine Verbesserung gegenüber der Verwendung dieser zwei kaskadierten Quarze ist diejenige, eine Nicht-Standard-Form des Farb-Bursts zu schaffen, und zwar durch Teilen des Farb-Bursts in zwei Bereiche (oder mehr) in der Verwüfelungseinrichtung. **Fig. 15A** stellt ein herkömmliches RS-170A horizontales Austast-Intervall mit einem Farb-Burst („Burst“) an dem hinteren Eingang dar. **Fig. 15B** zeigt, dass, anstelle eines ersten Bereichs des Bursts, ein Vor-Burst-Bereich vorhanden ist, vorgehen an dem vorderen Teil des horizontalen Aus-

tast-Intervalls jeder Videozeile, wobei der Rest des Farb-Bursts herkömmlich an dem hinteren Teil des HBI angeordnet ist. Demzufolge würde dort kein Erfordernis vorhanden sein, den Quarzfilter für mehr als ungefähr 5 Mikrosekunden laufen zu lassen, d.h. nicht die gesamte Dauer der horizontalen Austastung. Dies hat den Vorteil, dass die Verwendung einer einfacheren und kostengünstigeren Entwüfelungseinrichtung ermöglicht wird, allerdings von einem Nicht-Standard-Format aufgrund des Erfordernisses, dass Pre-Burst vorzusehen. Dies ist deshalb ein nicht netzwerk-transparentes, d.h. nicht NTSC kompatibles System, geeignet zur Verwendung in Verbindung für einen Fall einer Anwendung in einem Videokino.

[0121] Eine alternative Maßnahme (dargestellt in **Fig. 15C**) ist diejenige, ein kontinuierliches „Farb-Burst“ auf das gesamte HBI zu überlagern – das bedeutet Beginnen eines „Burst“ an dem Beginn einer Austastung und dieses den gesamten Weg hindurch laufen zu lassen, was den Sync-Impuls linear hinzufügt.

ENTWÜFELUNGSEINRICHTUNG MIT EINER DIGITALEN SYNTHESE VON HBI

[0122] Der vorstehend beschriebene Entwüfelungsvorgang setzt ein synthetisierendes (regenerierendes) horizontales Sync, ein Austasten und ein Farb-Burst ein, das das Video „Schaukeln“ führt, und das ankommende Standard-Sync, das Austasten und das Burst damit ersetzt, um ein Videosignal zu bilden, das eine vereinheitlichte Zeit-Basis-Variation (das „Schaukeln“) besitzt, das der TV-Empfänger nachvollziehen kann, um ein stabiles, „entwüfeltes“ Bild zu präsentieren.

[0123] In einer anderen Ausführungsform können solche Sync Austast- und Burst-Signale digital in der Entwüfelungseinrichtung erzeugt werden. Das darauffolgende Einsetzen in das analoge Signal, und die gesamte Videosignalverarbeitung (clamping, AGC, inversion, usw.), verbleiben in der analogen Domäne, wie bei der vorstehend beschriebenen „analogen“ Ausführungsform der **Fig. 13**.

[0124] Die nachfolgende Schaltung ist für NTSC; Pal arbeitet ähnlich, allerdings mit unterschiedlichen, numerischen Werten, wie für Fachleute auf dem betreffenden Fachgebiet ersichtlich werden wird. Das horizontale Offset, erforderlich für jedes horizontale Austast-Intervall (horizontal blanking interval – HBI) jeder Zeile, wird mathematisch basierend auf einem bestimmten, geeigneten Interpolationsalgorithmus von dem Feld-Raten-Daten-Byte, geschickt in dem vertikalen Intervall, berechnet. Dieses Offset wird als Voreinstellung oder Vorbeladung zu einem Zähler „der durch 1820 teilt“ („divide-by-1820“), der bei 8-mal der Unterträgerfrequenz läuft, nominal so organisiert, dass der Zähler die gesamte Zeile auszählt – das bedeutet die Zählung von 1820 benötigt 63,555 Mikrosekunden. Es wird gesehen werden, dass, falls der Zähler vorab für einen Wert von, beispielsweise

10, eingestellt ist, der Zähler mit seiner Zählung bis 1820 in einer Zeit von 349 Nanosekunden früher fertig sein wird, wenn er nicht vorab eingestellt worden wäre. Falls der Zähler tatsächlich so ausgelegt ist, um bis 1880 zu zählen, kann eine Vorrichtung für Voreingaben gemacht werden, die von 0 bis 120 reichen, wobei der Netto-Effekt derjenige ist, dass die Zeilen-Zeit, wie sie durch den Zähler eingestellt ist, mit ± 2 Mikrosekunden, in Erhöhungen von 35 Nanosekunden, variiert werden kann.

[0125] In der Praxis beträgt, mit dem vorliegenden Verwüfelungsprozess, die Variation Zeile zu Zeile der Zeilenlänge mehr als 10 Nanosekunden; demzufolge muss der Zähler nur eine Zählung von 1820 ± 1 , oder 1821 mit einem vorab eingestellten Bereich von 0 bis 2 erreichen. (Es wird gesehen werden, dass die Zeit-Offset-Akkumulation über 240 Zeilen in einem einzelnen Frame, bei 10 Nanosekunden/Zeile, 2,4 Mikrosekunden beträgt).

[0126] Dann ist, unter Bezugnahme auf das Blockdiagramm der **Fig. 16A**, die obere Reihe der Blöcke die Analog-Video-Verarbeitung entsprechend zu den ähnlich numerierten Elementen der **Fig. 13**. In der zweiten Reihe wird ein Oszillator **578**, der bei $8 \cdot F_{sc}$ arbeitet, in der Phase auf das ankommende Farb-Burst durch die Unterträger-PLL **576** verriegelt. Deren Ausgang wird durch acht an dem Dividieren **580** geteilt, um ein Signal von 3,58 MHz zu erzeugen, das durch das Burst-Gating **582** tormaßig gesteuert wird, um ein neues Farb-Burst zu bilden, ebenso wie einen Takt für den 1:1880 Zähler **588** zu liefern.

[0127] In der dritten Reihe wird das Daten-Byte in dem vertikalen Intervall von dem ankommenden Video separiert und in dem Block **584** entschlüsselt und zu dem Zeilen-Offset-Kalkulator **586** (ein Mikroprozessor) zugeführt. Der Kalkulator **586** berechnet in einer Realzeit das Offset Zeile für Zeile, erforderlich dazu, das Vertikal-Raten-Daten-Byte anzupassen, und führt diese Zahl (noch in einer Realzeit) zu dem durch 1880 dividierenden Zähler **588** zu. Der Kalkulator **586** kann einfach sein, da er höchstens eine Zahl mit einer Genauigkeit von acht Bit alle 63,555 Mikrosekunden berechnen muss; weiterhin wird er allgemein mindestens vier Zeilen (oder 245 Mikrosekunden) haben, in denen zu arbeiten ist. In einer alternativen Ausführungsform der **Fig. 16B** (ansonsten ähnlich zu derjenigen der **Fig. 16A**) läuft, um die erforderliche Taktgeschwindigkeit, ohne Verschlechterung der Feinheit in der Zeitauflösung, zu reduzieren, das System bei $4 \cdot F_{sc}$, anstelle von $8 \cdot F_{sc}$, und der Zähler wird mit nur den 7 signifikantesten Bits des Offset-Worts vorgeladen. Dies begrenzt die Verschiebung auf eine minimale Erhöhung von 70 Nanosekunden; das letzte Bit (last bit – LSB), das die Verschiebung von 35 Nanosekunden definiert, wird dazu verwendet, den Takt in einem XOR-Gatter **587** umzuwandeln. Die Inversion bewirkt, dass die „nachlaufende Flanke“ die aktive Flanke ist, anstelle der „voranführenden Flanke“, und zwar in die Verriegelung **589** hinein, und verschiebt dadurch den Verriege-

lungs-Ausgang um die erwünschten 35 Nanosekunden.

[0128] Wie die **Fig. 16A** und **16B** zeigen, wird der 11-Bit-Ausgang des Zähler **588** herkömmlich an einem Flanken-Decodierer **590** decodiert, um sechs zeitabstimmende Flanken entsprechend zu den voranführenden und nachlaufende Flanken der erwünschten Sync-, der Austast- und Burst-Gate-Impulse zu liefern; es wird gesehen werden, dass sich diese Flanken bewegen, und zwar gemeinsam, mit dem angegebenen „Schaukeln“ („wobble“), und zwar auf der die Zeilen-Rate variierenden Voreinstellung zu dem Zähler. Die Zeitabstimmungskanten werden herkömmlich an drei R-S-Flip-Flops **592** angelegt, um die tatsächlichen Impulse zu erzeugen. In der Praxis können zusätzliche „Haus-Keeping“ Impulse ähnlich decodiert und gebildet werden, so wie dies erforderlich ist.

[0129] In der vierten Reihe wird das Sync-Signal an dem Sync-Stripper **594** von dem Video separiert und wird weiterhin in horizontale und vertikale Sync-Impulse an dem Separierungs-Block **596** separiert. Das horizontale Sync wird dazu verwendet, den 1880 Zähler **588** zurückzusetzen; der vertikale Teil wird dazu verwendet, den durch 522 teilenden Zähler **596** zurückzusetzen, der durch ein horizontales Sync getaktet wird und dazu verwendet wird, Zeilen in dem Frame in einem Zeilen-Zahl-Decodier-Block **600** für verschiedene Haus-Keeping-Zwecke zu zählen – insbesondere dahingehend, den HBI-Regenerierungs-Prozess in dem Block **544** während der 22 Zeilen des vertikalen Intervalls zu unterbinden.

VERTIKAL-SYNC-ZEITVERSCHIEBUNG-VERWÜRFELUNG

[0130] Die Aufgabe dieser Ausführungsform ist es, zu bewirken, dass das Bild sowohl in der vertikalen als auch in der horizontalen Richtung schwankt. Die Umsetzung erfordert nur, dass der vorliegende Online-Speicher (RAM), der den Addierer **78** und den Subtrahierer **80** auf der RAM Leiterplatte ansteuert, um etwa 21 Zeilen erweitert wird, mit der Vorsehung, den Ausgang irgendwelcher der 21 Zeilen zufällig auszuwählen. In der Praxis wird dann, verglichen mit dem Video aus dem 11. der 21 Speicherstufen, ein Video von den ersten um 10 Zeilen vorgeschoben, und ein Video von dem letzten wird um 10 Zeilen verzögert; 20 Zeilen Peak zu Peak aus 240 aktiven Zeilen pro Feld steht in direktem Vergleich zu vier Mikrosekunden einer horizontalen Bewegung von 52 Mikrosekunden einer aktiven Bildbreite. Ein zweites, mit zufälliger Frequenz moduliertes, digitales, sinusähnliches Signal (analog zu einem solchen, das die Le-seadresse für ein horizontales Schaukeln variiert), wird dazu verwendet, den Ausgang von unterschiedlichen Paaren von 1H Pufferverzögerungen auszuwählen, um an den Addierer und den Subtrahierer für eine Y/C-Separation angelegt zu werden.

[0131] Die Zahl von 1H-Speicherpuffern kann für

unterschiedliche Anwendungen variiert werden, und irgendeine geeignete Rate einer Variation kann verwendet werden; insbesondere kann die Rate einer Variation zufällig wie bei dem horizontalen Verwürfeln des Systems der **Fig. 4** kontrolliert werden, wobei in einem solchen Fall ein zweites Byte an Daten zu dem vertikalen Intervall hinzuaddiert werden würde, um die vertikale Variation zu beschreiben, analog zu dem ersten Byte, das dazu verwendet wird, die horizontale Variation zu beschreiben. Das zweite Byte würde natürlich ähnlich dem ersten Byte verschlüsselt werden. [0132] **Fig. 17** stellt ein System mit einer 5-Zeilen-Variation dar und ersetzt insgesamt den Block **76**, bezeichnet mit „1H-BUFFER“ der **Fig. 4**. **Fig. 17** stellt Bereiche dar, die der Schaltung der **Fig. 9** entsprechen, umfassend einen Video-A/D **74**, einen Addierer **78** und einen Subtrahierer **80**. Fünf 1H-Puffer **602, 604, 606, 608, 610** ersetzen den einzelnen 1H-Puffer **76** der **Fig. 4**. Die Puffer **602, . . . , 610** werden entsprechend einer zufällig variierenden Zahl, erzeugt durch einen Zufalls-Zahl-Generator **612**, ausgewählt, der, wie vorstehend beschrieben ist, ein frequenzmoduliertes, digitales, sinuswellenähnliches Signal erzeugt, um einen der Puffer **602, . . . , 610** für jedes Videofeld auszuwählen, was demzufolge zufällig den Umfang einer vertikalen Zeitverschiebung variiert. In jedem Fall werden, für den ausgewählten Puffer, der Addierer **78** und der Subtrahierer **80** mit dem Eingang und Ausgang des ausgewählten Puffers, analog zu der Schaltung der **Fig. 4**, angesteuert. Demzufolge werden zu allen Zeiten der Addierer **78** und der Subtrahierer **80** mit zwei Videosignalen präsentiert, die um exakt eine Zeile (1H) unterschiedlich sind, und demzufolge schreitet die Y-C-Separation unbehindert fort.

[0133] Ein Entwürfeln erfordert einfach, dass das vertikale Sync-Signal so geschaukelt wird, um das Bild anzupassen, analog zu dem vorstehend beschriebenen, horizontalen Schaukeln; TV-Geräte, Monitore oder Projektoren, die vertikale Ablenssysteme mit Zeilenzählung verwenden, würden so modifiziert werden, um eine zeitvariierende Zeilenzählung zu akzeptieren, während die älteren, auf einem Multivibrator basierenden TV-Einheiten keine Modifikation erfordern würden.

[0134] Kantenauffüllmaßnahmen, ähnlich zu solchen, die vorstehend beschrieben sind, werden dazu verwendet, den oberen Teil des Frame bzw. Einzelbilds, wenn das Bild nach unten verschoben wird, und den unteren Teil des Frame bzw. Einzelbilds, wenn das Bild nach oben verschoben wird, aufzufüllen; kleine Variationen der vorstehend beschriebenen Kantenauffüllschaltung nehmen dies vor.

Patentansprüche

1. Farbvideosignal-Codierer für eine digitale Zweikanalverarbeitung eines Farbvideosignals, der umfaßt:
einen Analog-Digital-Wandler (**74**) zur Umwandlung

eines Eingangsvideosignals in Digitaldaten;
 einen Puffer (76) zum Halten der Digitaldaten von mindestens einer Videozeile für die Periode einer Videozeile und Ausgeben der Digitaldaten;
 einen Addierer (78) zum Aufsummieren einer Eingabe und einer Ausgabe des Puffers (76), wodurch ein digitales Luminanzsignal erzielt wird;
 einen Subtrahierer (80) zum Subtrahieren der Eingabe von der Ausgabe des Puffers (76), wodurch ein digitalisiertes Chrominanzsignal erzielt wird;
 ein Luminanzpuffer (82) zum Halten der Digitaldaten einer Zeile des Luminanzsignals;
 einen Chrominanzpuffer (84) zum Halten der Digitaldaten einer Zeile des Chrominanzsignals;
 eine Einrichtung (68, 70) zur Steuerung der Eingabe der Digitaldaten in die Luminanz- und Chrominanzpuffer (82–84) mit einer konstanter Taktrate, die aus dem Eingangsvideosignal abgeleitet wird;
 eine Steuereinrichtung (88, 90, 92, 94) zur Steuerung der Ausgabe der Digitaldaten aus den Luminanz- und Chrominanzpuffern (82, 84) mit einer Taktrate, die zeitlich in ihrer Frequenz schwankt, wodurch Luminanz- und Chrominanzsignale erzielt werden, die im digitalen Bereich zeitlich in ihrer Frequenz schwanken;
 einen ersten Digital-Analog-Wandler (98) zur Umwandlung der einen Zeile des zeitlich in seiner Frequenz schwankenden Chrominanzsignals in ein analoges zeitlich in seiner Frequenz schwankendes Chrominanzsignal;
 einen zweiten Digital-Analog-Wandler (104) zur Umwandlung der einen Zeile des zeitlich in seiner Frequenz schwankenden Luminanzsignals in ein analoges zeitlich in seiner Frequenz schwankendes Luminanzsignal;
 einen Vertikalaustastintervall-Digital-Analog-Wandler (106), der mit der Ausgabe des zuerst erwähnten Puffers (78) beliefert wird und mit seinem Ausgang mit einem Regenerator (108) für ein vertikales und horizontales Austastintervall zur Erzeugung stabiler und nicht in ihrer Frequenz schwankender vertikaler und horizontaler Austastintervallsignale verbunden ist;
 einen Überlagerungsmischer (100), der mit dem analogen zeitlich in seiner Frequenz schwankenden Chrominanzsignal und mit einem lokalen Signal beliefert wird, das aus der Steuereinrichtung (88, 90, 92) abgeleitet wird und ebenfalls entsprechend der zeitlichen Frequenzschwankung des Chrominanzsignals im digitalen Bereich in seiner Frequenz schwankt, wodurch ein analoges Chrominanzsignal erzielt wird, das eine stabilisierte Frequenz aufweist, und
 einen Addierer (102) zur Kombination des frequenzstabilisierten analogen Chrominanzsignals mit dem in seiner Frequenz schwankenden analogen Luminanzsignal und dem stabilen vertikalen und horizontalen Austastintervallsignalen, wodurch ein verwürfeltes analoges Mischvideosignal bereitgestellt wird.

2. Codierer nach Anspruch 1, der ferner eine Einrichtung zur Wiederherstellung verlorener vertikaler Details umfaßt, die umfaßt: einen Schalter (406), um eine Ausgabe des zweiten Digital-Analog-Wandlers (104) zu empfangen und nur die aktiven Videoanteile jeder Zeile durchzulassen;
 einen Filter (410) zur Entfernung ausgewählter Hochfrequenzanteile der durchgelassenen aktiven Videoanteile, und einen Summierer (412) zur Aufnahme der restlichen Niederfrequenzanteile und Kombination der restlichen Niederfrequenzanteile mit einer Ausgabe des ersten Digital-Analog-Wandlers (98), wodurch die verlorenen vertikalen Details im Videosignal wieder hergestellt werden.

3. Codierer nach Anspruch 1, wobei der Überlagerungsmischer (100) umfaßt:
 einen Oszillator (450) zur Bereitstellung einer Bezugsfrequenz, die gleich einer normalen Zwischenträgerfrequenz des Videosignals ist;
 einen Dividierer (452) zur Bereitstellung einer Frequenz, die gleich der Hälfte der Bezugsfrequenz ist;
 einen ersten Filter (436) zum Durchlassen einer ersten Signalkomponente aus dem Dividierer (452), die eine Frequenz von $5/2$ der Bezugsfrequenz aufweist;
 einen zweiten Filter (454) zum Durchlassen einer zweiten Signalkomponente aus dem Dividierer (452), die eine Frequenz von $3/2$ der Bezugsfrequenz aufweist;
 einen ersten Multiplizierer (456) zum Kombinieren der zweiten Signalkomponente mit einem lokalen Bezugssignal, das durch die Steuereinrichtung (88, 90, 92) bereitgestellt wird;
 einen Filter (460) zum Durchlassen des oberen Seitenbandes, das am ersten Multiplizierer (456) ausgegeben wird;
 einen zweiten Multiplizierer (438) zum Kombinieren der ersten Signalkomponente mit der Ausgabe des ersten Digital-Analog-Wandlers (98);
 einen Filter (440) zum Durchlassen des oberen Seitenbandes, das am zweiten Multiplizierer (438) ausgegeben wird;
 einen dritten Multiplizierer (442) zum Multiplizieren des oberen Seitenbandes, das am zweiten Multiplizierer (438) ausgegeben wird, mit dem oberen Seitenband, das am ersten Multiplizierer (456) ausgegeben wird, und
 einen Filter (432), um nur ausgewählte untere Seitenbandfrequenzanteile der Ausgabe am dritten Multiplizierer (442) durchzulassen, wodurch folglich ein Chrominanzsignal bereitgestellt wird, das hinsichtlich der Zwischenträgerfrequenz frequenzstabil ist.

4. Codierer nach Anspruch 1, wobei der Überlagerungsmischer (100) umfaßt: eine Quelle von Signalen, die $5/2$ bzw. $3/2$ einer Bezugsfrequenz aufweisen, die gleich einer normalen Zwischenträgerfrequenz des Videosignals ist;
 einen ersten Multiplizierer (476) zum Multiplizieren der $3/2$ der Bezugsfrequenz mit einem lokalen Be-

zugssignal (474), das durch die Steuereinrichtung (88, 90, 92, 94) bereitgestellt wird;
 einen ersten Filter (478) zum Durchlassen ausgewählter Anteile der Ausgabe des ersten Multiplizierers (476) zu einem dritten Multiplizierer (480);
 einen zweiten Filter (482) zum Durchlassen ausgewählter Anteile des ersten Digital-Analog-Wandlers (98);
 einen zweiten Multiplizierer (484) zum Multiplizieren der Ausgabe des zweiten Filters (482) mit dem 5/2 der Bezugsfrequenz;
 einen dritten Filter (486) zum Durchlassen ausgewählter Anteile der Ausgabe des zweiten Multiplizierers (484) zum dritten Multiplizierer (480);
 einen vierten Filter (488) zum Durchlassen ausgewählter Anteile der Ausgabe des dritten Multiplizierers (480), und einen Addierer (472) zum Kombinieren der Ausgabe des zweiten Digital-Analog-Wandlers (104) mit der Ausgabe des vierten Filters (488), wodurch ein Videosignal bereitgestellt wird, das eine Chrominanzkomponente mit einer Zwischenträgerfrequenz aufweist.

5. Entwürfer zum Entwurfeln eines Videosignals, das aktive Videoanteile aufweist, die darin zufällig zeilenweise um einen ausgewählten Betrag und eine ausgewählte Richtung zeitverschoben sind, und ferner Daten umfaßt, die einen tatsächlichen Betrag und eine tatsächliche Richtung der Zeitverschiebung anzeigen, wobei der Entwürfer umfaßt: einen Extrahierer (584), um aus dem Videosignal ein Datenbyte zu extrahieren, das den Zeitverschiebungsanzeigedaten entspricht;
 eine Einrichtung (586, 587–589, 590, 592) zur Erzeugung aus dem extrahierten Datenbyte einer digital synthetisierten Wellenform in der Form von Timingflanken, die den Anstiegs- und Abfallflanken der gewünschten Synchronisations-, Austast- und Farbsynchronsignale entsprechen, wobei die Wellenform um denselben Betrag und dieselbe Richtung wie die Zeitverschiebungsanzeigedaten zeitverschoben ist;
 wobei die Einrichtung zur Erzeugung umfaßt: einen Digitalrechner (586) zur Bereitstellung eines zeilenweisen Versatzwertes, der der Zeitverschiebung des extrahierten Datenbytes entspricht, eine Zählereinrichtung (588 und 587, 589), die auf den Versatzwert zum Auszählen der Zeilendauer anspricht, und eine Decodiereinrichtung (590, 592), die auf die Zählereinrichtung zur Bereitstellung der digital synthetisierten Zeitverschiebungswellenform anspricht;
 eine Einrichtung (544, 542) zur Umwandlung der zeitverschobenen Flanken der digital synthetisierten zeitverschobenen Wellenform in die gewünschten zeitverschobenen Signale für die jeweilige Zeile des Videosignals, und
 eine Einrichtung (548) zum Schalten der zeitverschobenen Signale in das Videosignal, wodurch ein Videosignal erzielt wird, in dem die Zeitverschiebung des Videosignals durch die entsprechende Zeitverschiebung der Signale kompensiert wird.

6. Entwürfer nach Anspruch 5, wobei die Decodiereinrichtung umfaßt:
 einen Flankendecoder (590), der auf die Ausgabe des Zählers (588) anspricht und die mehreren Timingflanken bereitstellt, die Anteile des horizontalen Austastintervalls jeder Videozeile definieren und einen zeitverschobenen Horizontalen Synchronisationsimpuls umfassen, und
 Logikschaltungen (592) zur Erzeugung mehrerer Impulse, die von den Timingflanken abgeleitet werden und den zeitverschobenen horizontalen Synchronisationsimpuls umfassen.

7. Verfahren zur digitalen Zweikanalcodierung eines Farbvideosignals, das die Schritte umfaßt:
 Umwandlung des Farbvideosignals in Digitaldaten in einem einzigen Analog-Digital-Wandler (74);
 Verzögern der Digitaldaten mindestens einer Videozeile für eine Periode einer Videozeile;
 Zerlegen der Digitaldaten in die Chrominanzkomponente und die Luminanzkomponente durch Subtrahieren und Addieren der Digitaldaten von und zu den verzögerten Digitaldaten;
 Zeitverschiebung aktiver Videoanteile der Chrominanz- und Luminanzkomponenten jeder Videozeile bezüglich anderen Anteilen der Videozeile;
 Umwandlung der zeitverschobenen Chrominanz- und Luminanzkomponenten zurück in analoge Signale unter Verwendung von nur Digital-Analog-Wandlern (98, 104), wobei ein Wandler mit jeder Komponente verbunden ist, was zu analogen Chrominanz- und Luminanzsignalen führt, die zeitlich in ihrer Frequenz schwanken;
 Umwandlung der verzögerten Digitaldaten zurück in ein analoge vertikales Austastsignal, das stabil ist;
 Regenerieren stabiler und nicht in ihrer Frequenz schwankender vertikaler und horizontaler Austastintervallsignale aus dem umgewandelten stabilen analogen Vertikalaustastintervallsignal;
 Stabilisieren der Phase des analogen zeitlich in seiner Frequenz schwankenden Chrominanzsignals durch einen Überlagerungsmischprozeß, der eine in ihrer Frequenz schwankende lokale Frequenz, die von einem Steuersignal abgeleitet wird, durch das die Zeitverschiebung der aktiven Videoanteile der digitalisierten Chrominanz- und Luminanzkomponenten gesteuert werden, mit dem zeitlich in seiner Frequenz schwankenden Chrominanzsignal mischt, und
 Kombinieren des analogen Luminanzsignals mit dem frequenzstabilisierten Chrominanzsignal und dem stabilen vertikalen und horizontalen Austastintervallsignalen, wodurch ein verwürfeltes analoges Mischfarbvideosignal bereitgestellt wird.

8. Verfahren nach Anspruch 7, wobei der Phasenstabilisierungsschritt des analogen Chrominanzsignals die Schritte umfaßt:
 Multiplizieren eines Signals, das 3/2 der Zwischenträgerfrequenz aufweist, mit einem in seiner Frequenz schwankenden lokalen Signal, das von dem Steuer-

signal abgeleitet wird;

Multiplizieren eines ausgewählten Anteils des analogen Chrominanzsignals mit einem Signal, das $5/2$ der Zwischenträgerfrequenz aufweist;

Multiplizieren der oberen Seitenbänder der Ausgabe der beiden Multiplikationsschritte miteinander, und Auswählen eines Anteils der Ausgabe des dritten Multiplikationsschrittes als das analoge Chrominanzsignal, wodurch die Phase des analogen Chrominanzsignals hinsichtlich der Zwischenträgerfrequenz stabilisiert wird.

9. Verfahren zum Entwurfeln eines Videosignals, das aktive Videoanteile aufweist, die darin zufällig zeilenweise um einen ausgewählten Betrag und eine ausgewählte Richtung zeitverschoben sind, und ferner Einbeziehung von Daten, die den tatsächlichen Betrag der Zeitverschiebung anzeigen, das die Schritte umfaßt:

Extrahieren von Datenbytes der Zeitverschiebungsanzeigedaten aus dem zeilenweise zeitverschobenen Videosignal;

zeilenweise Berechnung in Echtzeit des Zeitversatzes von den Datenbytes der extrahierten Daten;

digitales Zählen von dem Versatzwert zu einem vorbestimmten Wert, um ein digitales Signal zu erzeugen, das den Betrag und die Richtung der Zeitverschiebung jeder Videozeile anzeigt;

als Reaktion auf das erzeugte digitale Signal digitales Decodieren mehrerer Timingflanken, die jeweils einen Zeitabschnitt, der den Anstiegs- und Abfallflanken der gewünschten Synchronisations-, Austast- und Farbsynchronsignale entspricht, des horizontalen Austastintervalls jeder Videozeile definieren, wobei die decodierten Timingflanken eine digital synthetisierte Wellenform umfassen, wobei Zeitabschnitte in dieselbe Richtung zeitverschoben sind und so den ursprünglichen Zeitversatz jeder Videozeile verfolgen;

digitale Erzeugung mehrerer zeitverschobener Impulse, die ein zeitverschobenes horizontales Synchronisationssignal umfassen, aus den zeitverschobenen Timingflanken der digital synthetisierten Wellenform, und

Einfügen der erzeugten zeitverschobenen Impulse, die das zeitverschobene horizontale Synchronisationssignal umfassen, in das Videosignal, um die entsprechenden Zeitabschnittsimpulse des ursprünglichen horizontalen Austastintervalls zu ersetzen.

10. Verfahren nach Anspruch 9, das ferner den Schritt der Reduzierung einer erforderlichen Taktrate für den Schritt des digitalen Zählens umfaßt, indem ein niederwertigstes Bit des berechneten Versatzes verwendet wird, um ein EXKLUSIV-ODER-Glied freizugeben, das das Freigabetaktsignal invertiert und es an einen Datensignalspeicher liefert, wodurch die Signalspeicherung der Daten zeitverschoben wird.

11. System zum vertikalen Verwürfeln von Videosignalen, das umfaßt:

eine Einrichtung (**602–610**) zur Zeitverschiebung von horizontalen Mischzeilen des Videosignalfeldes relativ zum vertikalen Synchronisationssignal jenes Feldes, wobei die horizontalen Mischzeilen in jedem Feld um einen Betrag zeitverschoben werden, der sich von dem Betrag der Zeitverschiebung der horizontalen Zeilen in einem vorhergehenden Feld unterscheidet, und eine Verschlüsselungseinrichtung (**96**) zum Einfügen in das Videosignal einer verschlüsselten Anzeige des Betrages der Zeitverschiebung.

12. System nach Anspruch 11, wobei die Einrichtung zur Zeitverschiebung umfaßt:

mehrere in Reihe geschaltete Verzögerungen (**602–610**), die jeweils in der Lage sind, eine horizontale Videozeile zu speichern, und

einen Zufallszahlengenerator (**612**) zum Feststellen, durch welche der mehreren Verzögerungen (**602–610**) die horizontalen Zeilen eines bestimmten Videofeldes geschickt werden sollen, wodurch der Betrag der Zeitverschiebung in jedem aufeinanderfolgenden Feld variiert wird.

13. Verfahren zum vertikalen Verwürfeln eines Videosignals, das die Schritte umfaßt:

Zeitverschieben von horizontalen Mischzeilen des Videosignalfeldes relativ zur vertikalen Synchronisation in jedem Videofeld, wobei die horizontalen Mischzeilen in jedem aufeinanderfolgenden Feld um einen anderen Betrag zeitverschoben werden;

Verschlüsseln einer Anzeige des Betrages der Zeitverschiebung, und

Einfügen der Anzeige in das Videosignal.

Es folgen 18 Blatt Zeichnungen

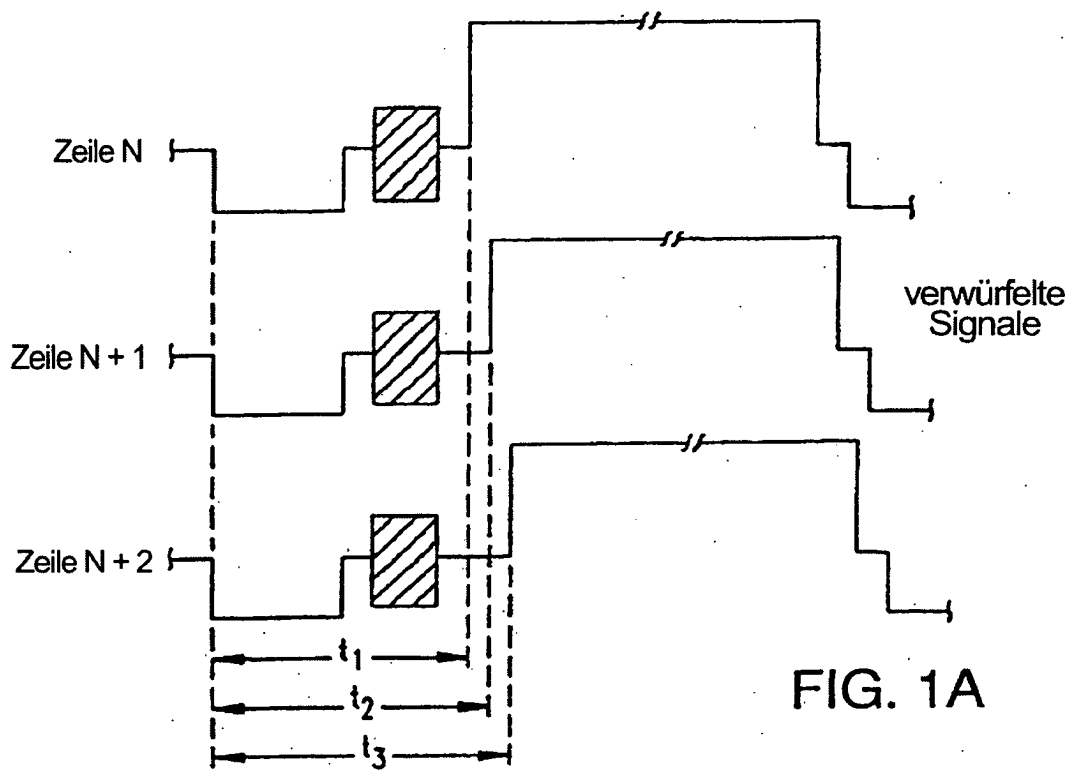


FIG. 1A

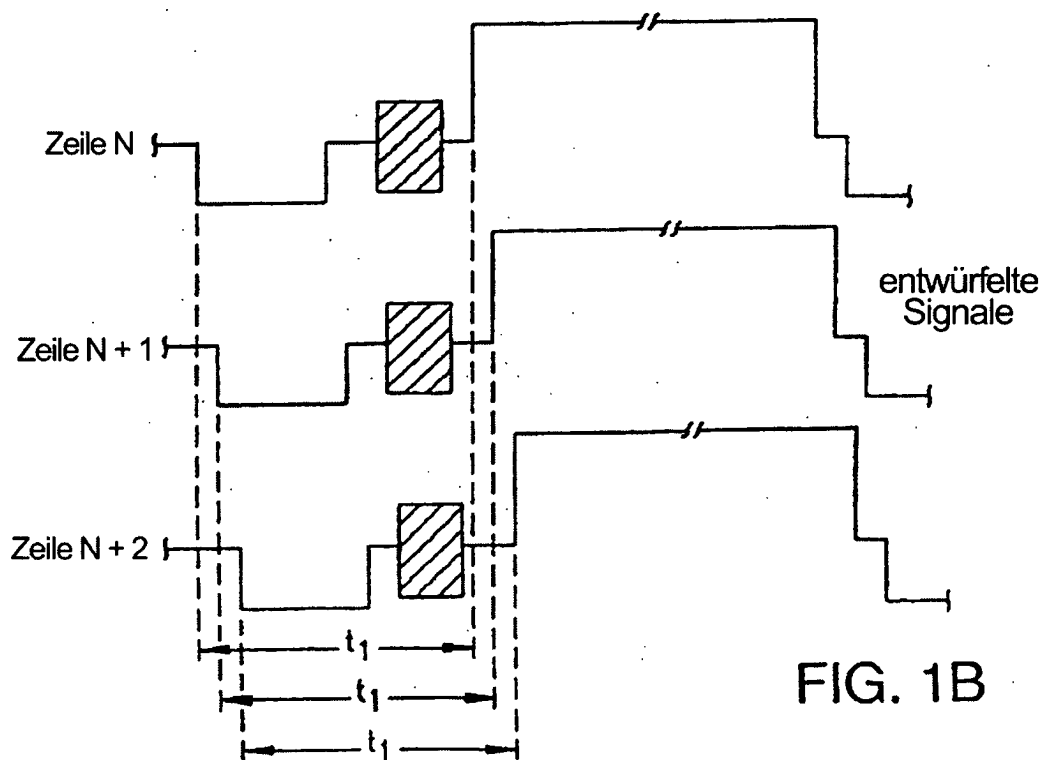
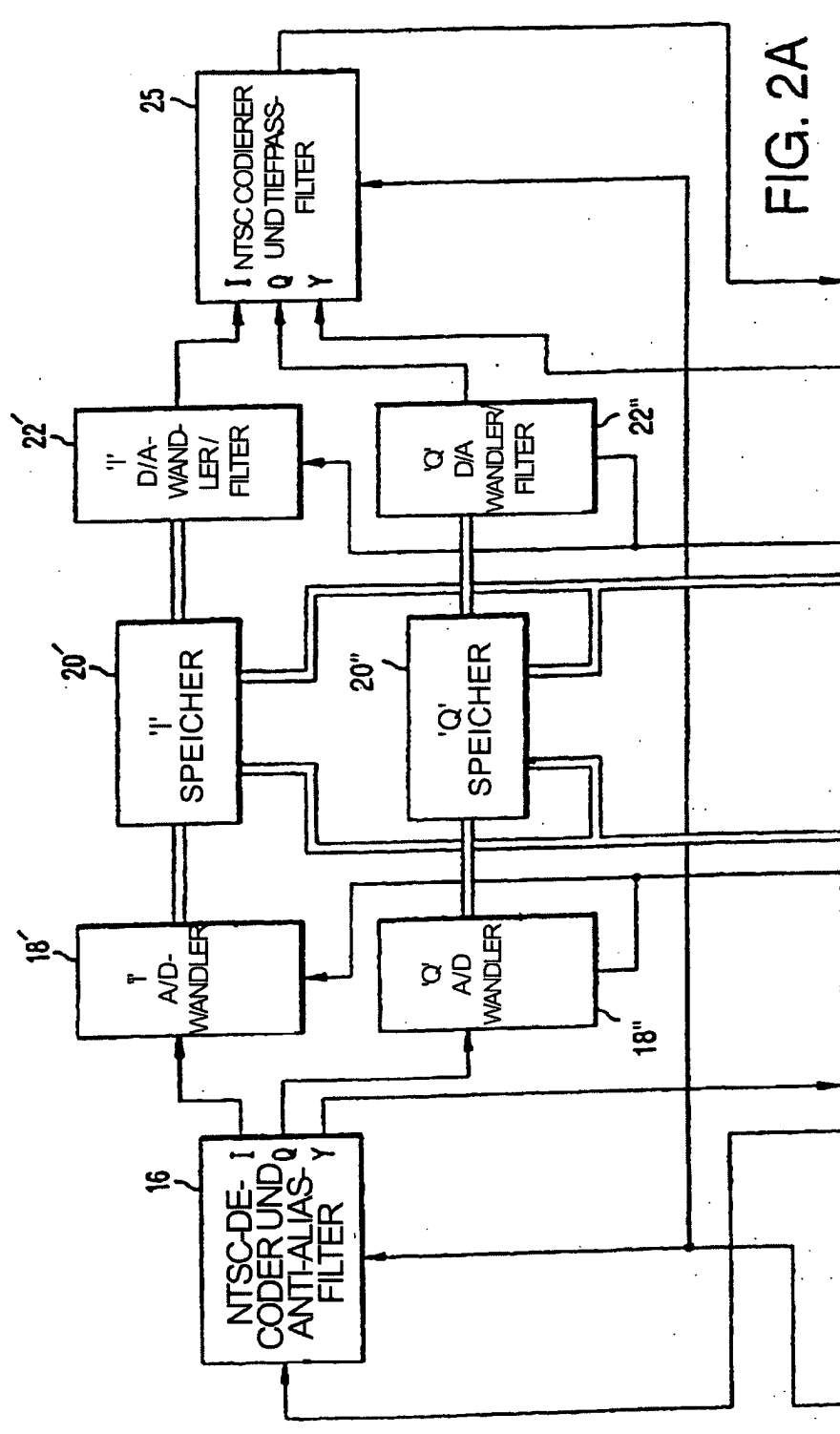
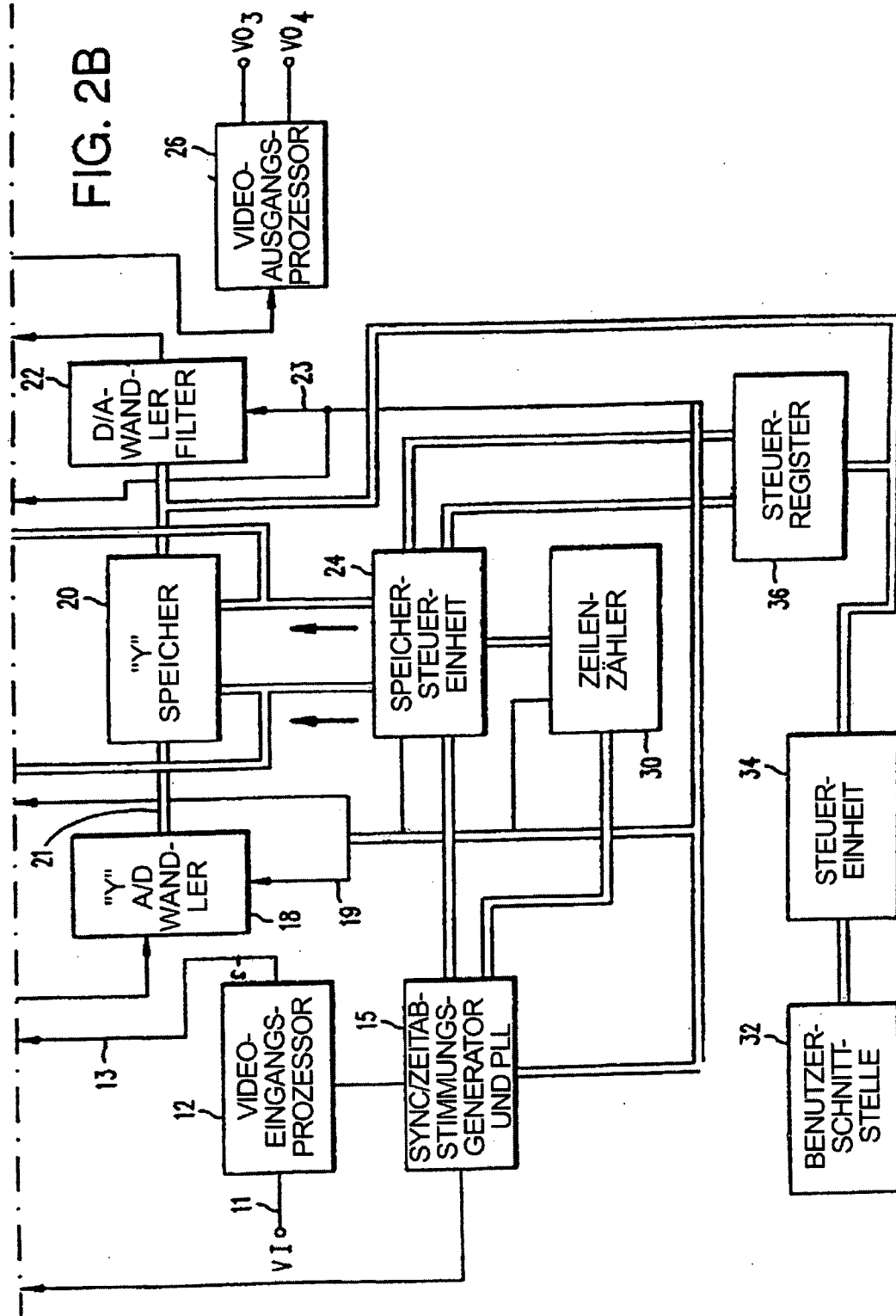


FIG. 1B





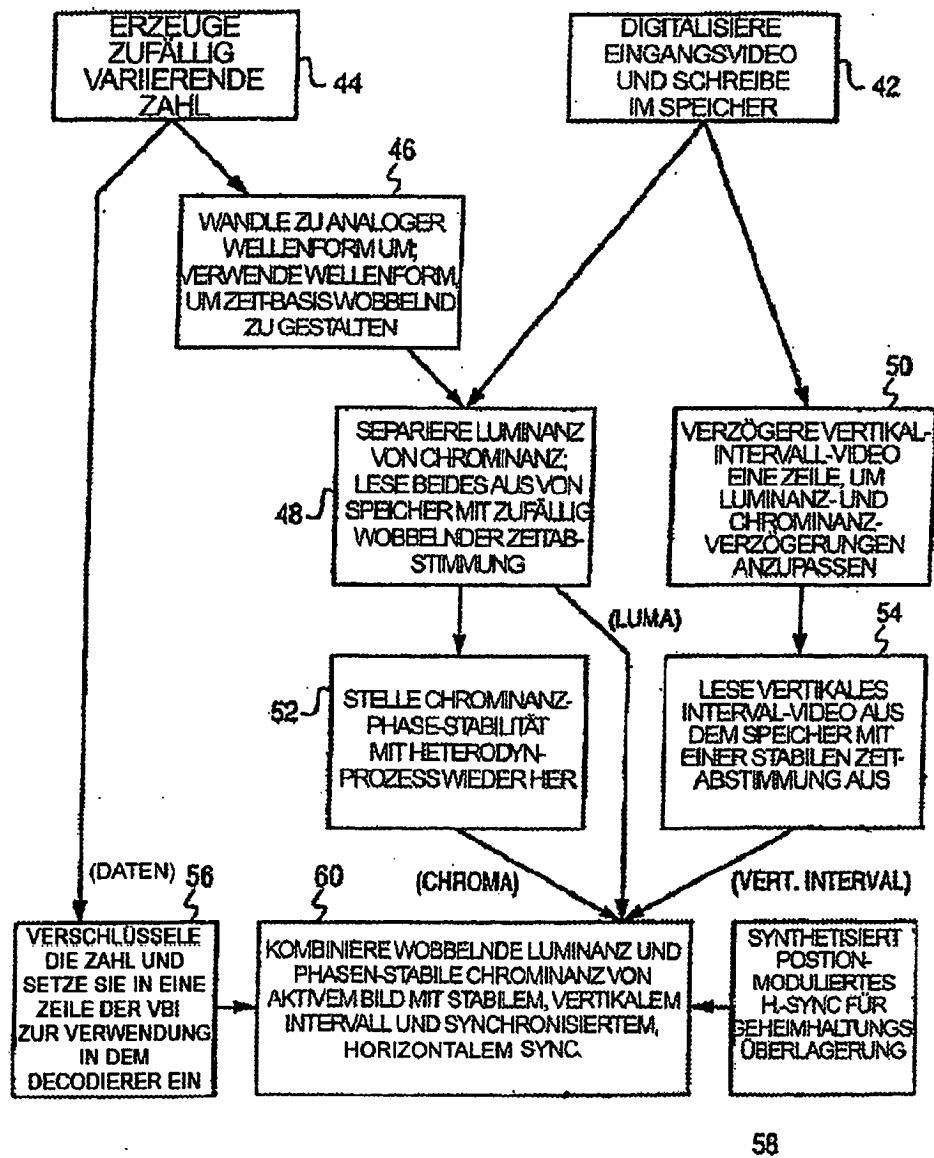


FIG. 3

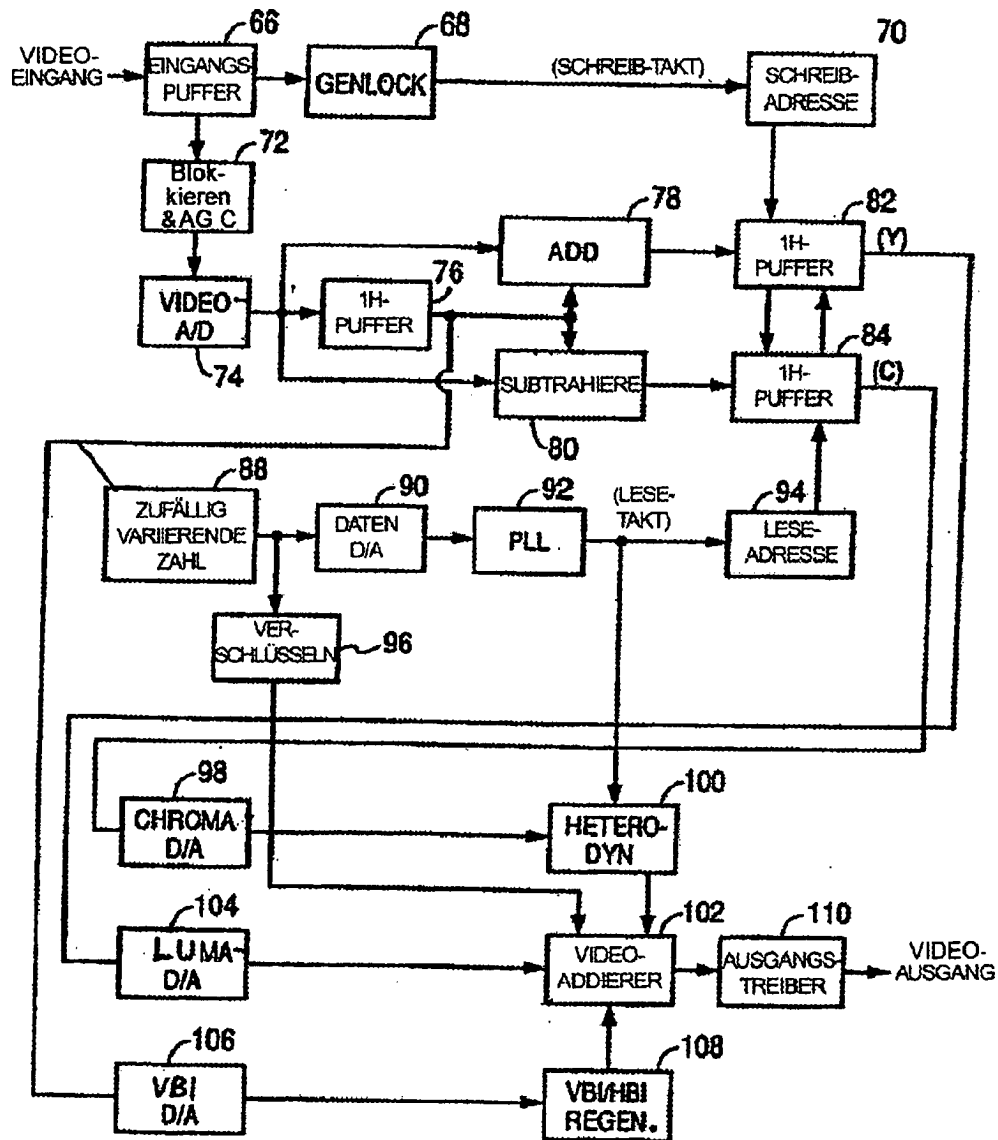


FIG. 4

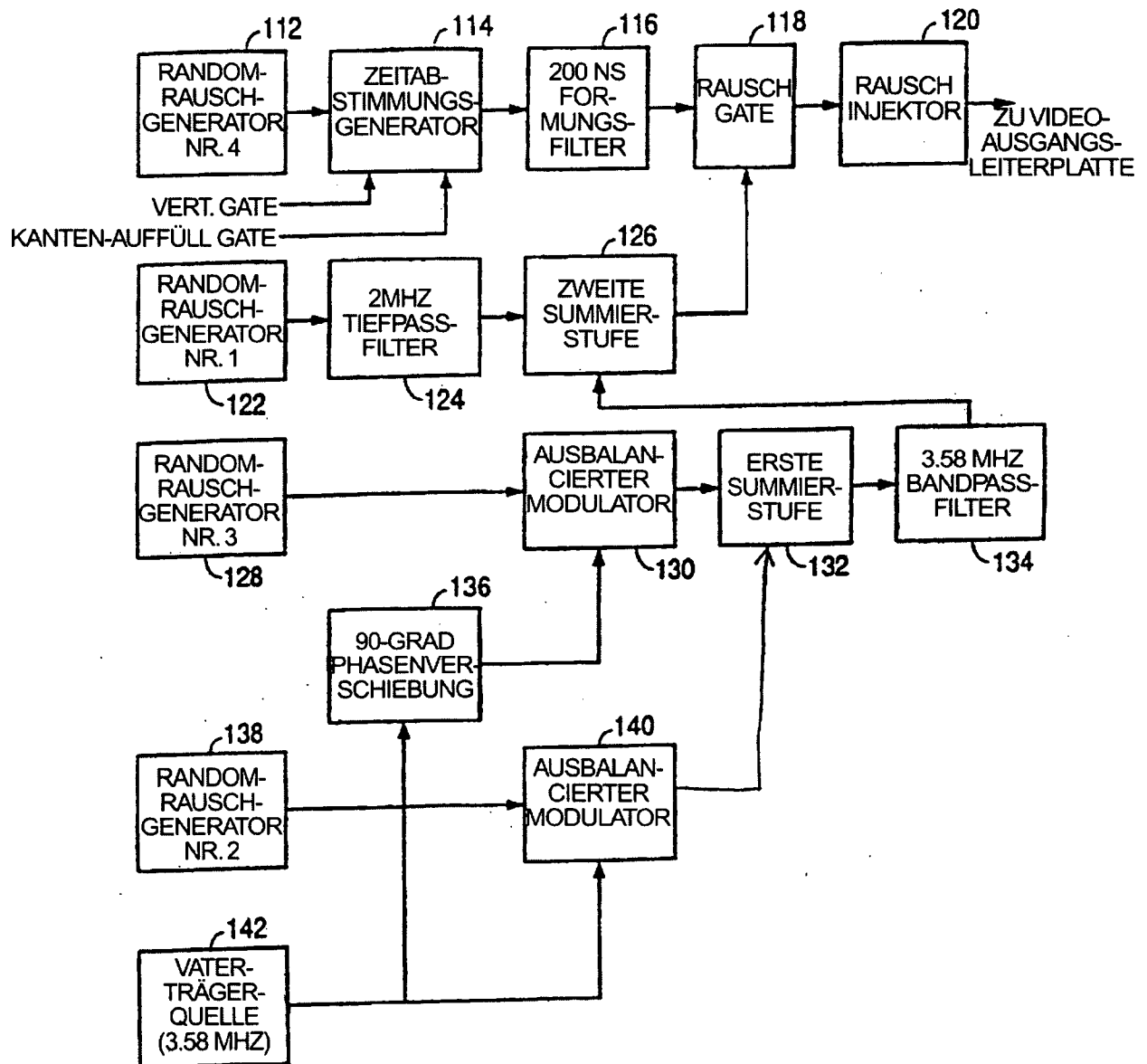


FIG. 5

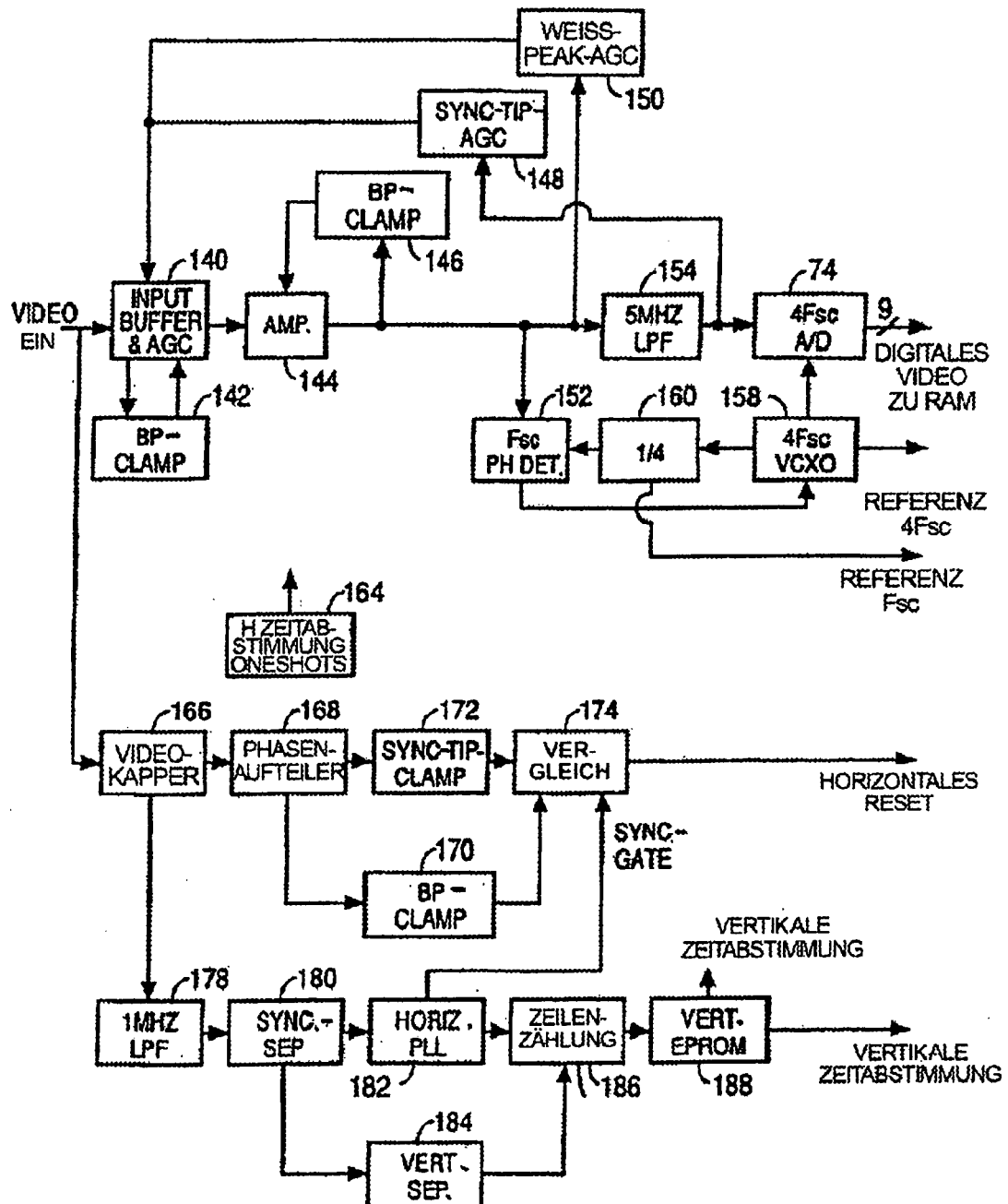


FIG. 6

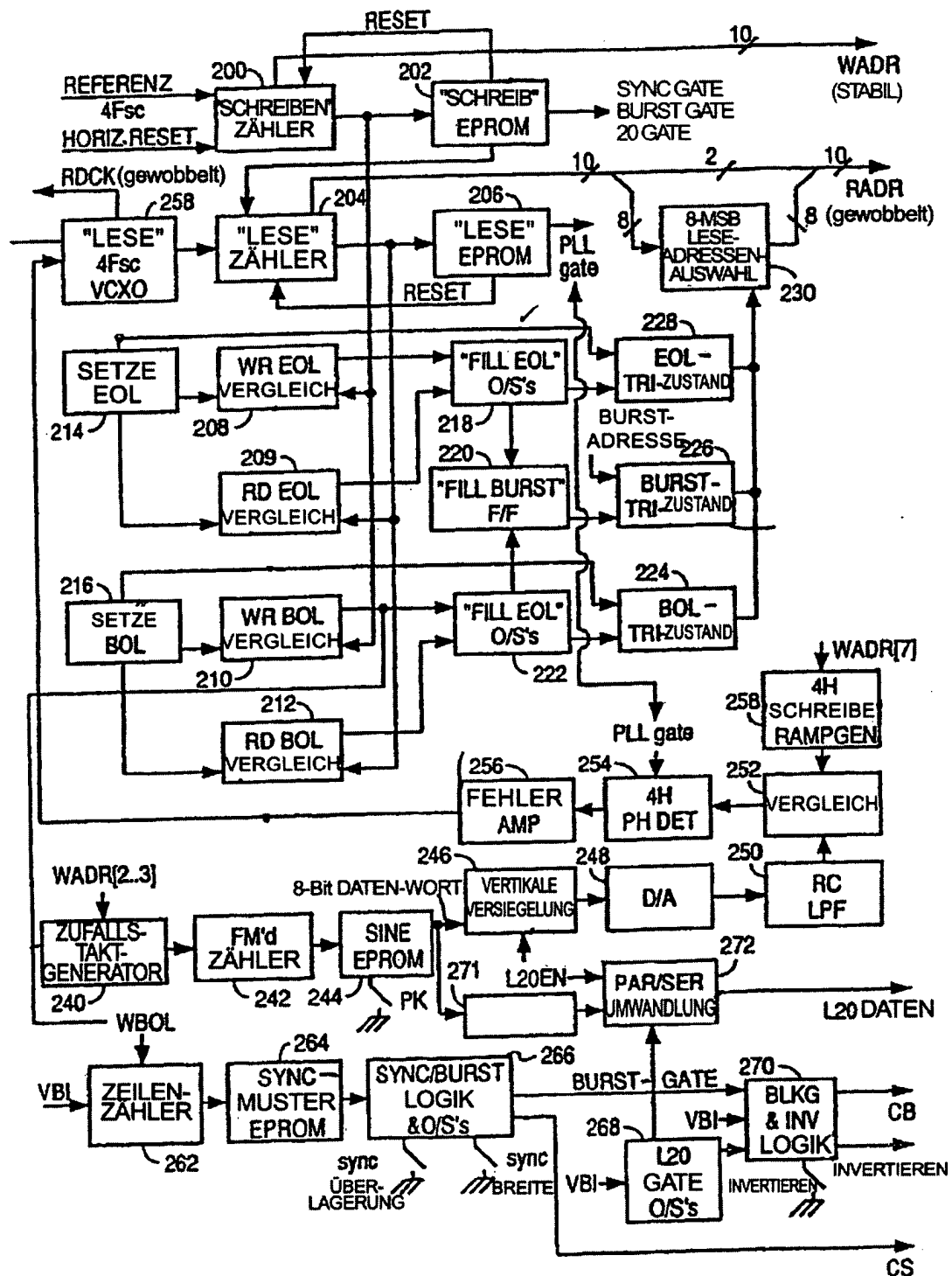


FIG. 7A

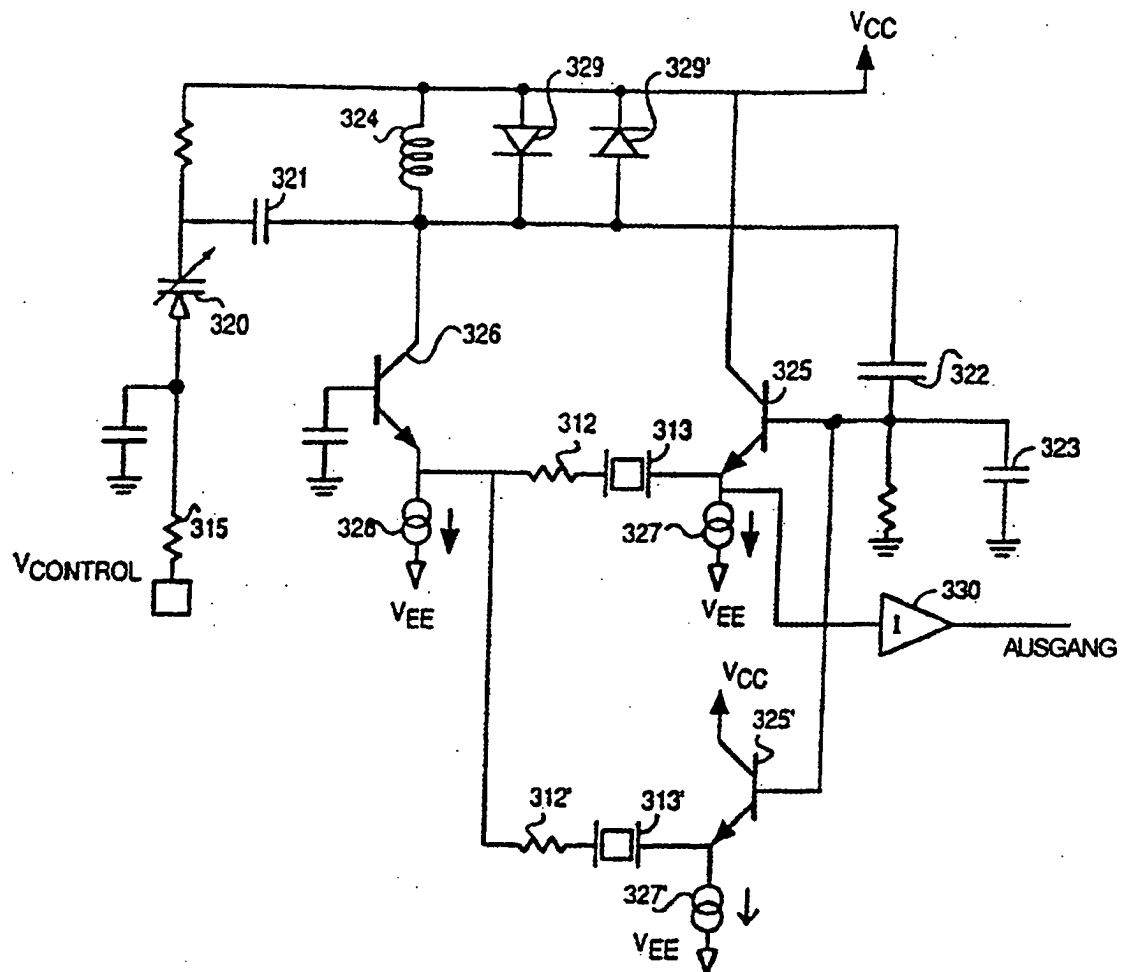


FIG. 7B

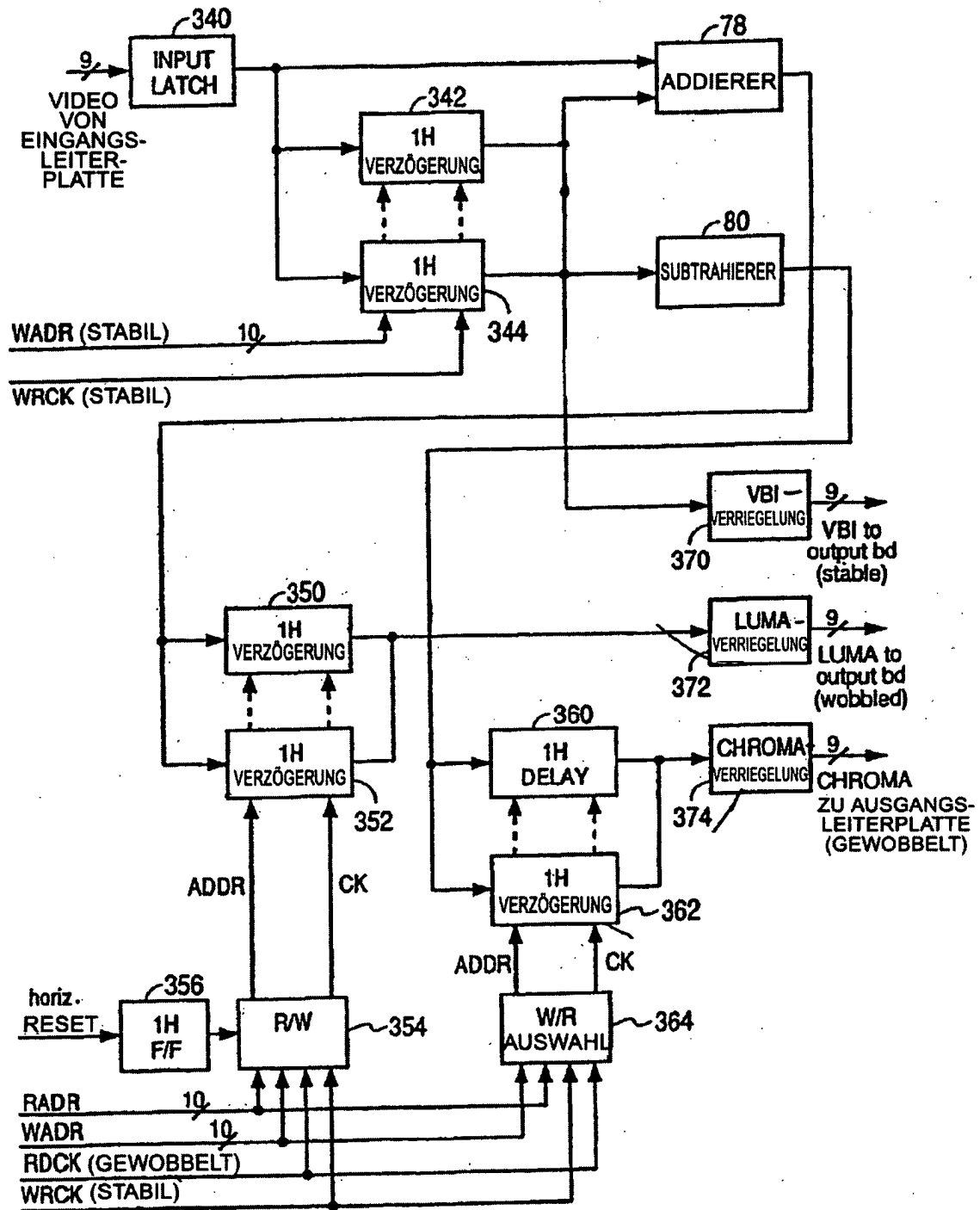


FIG. 8

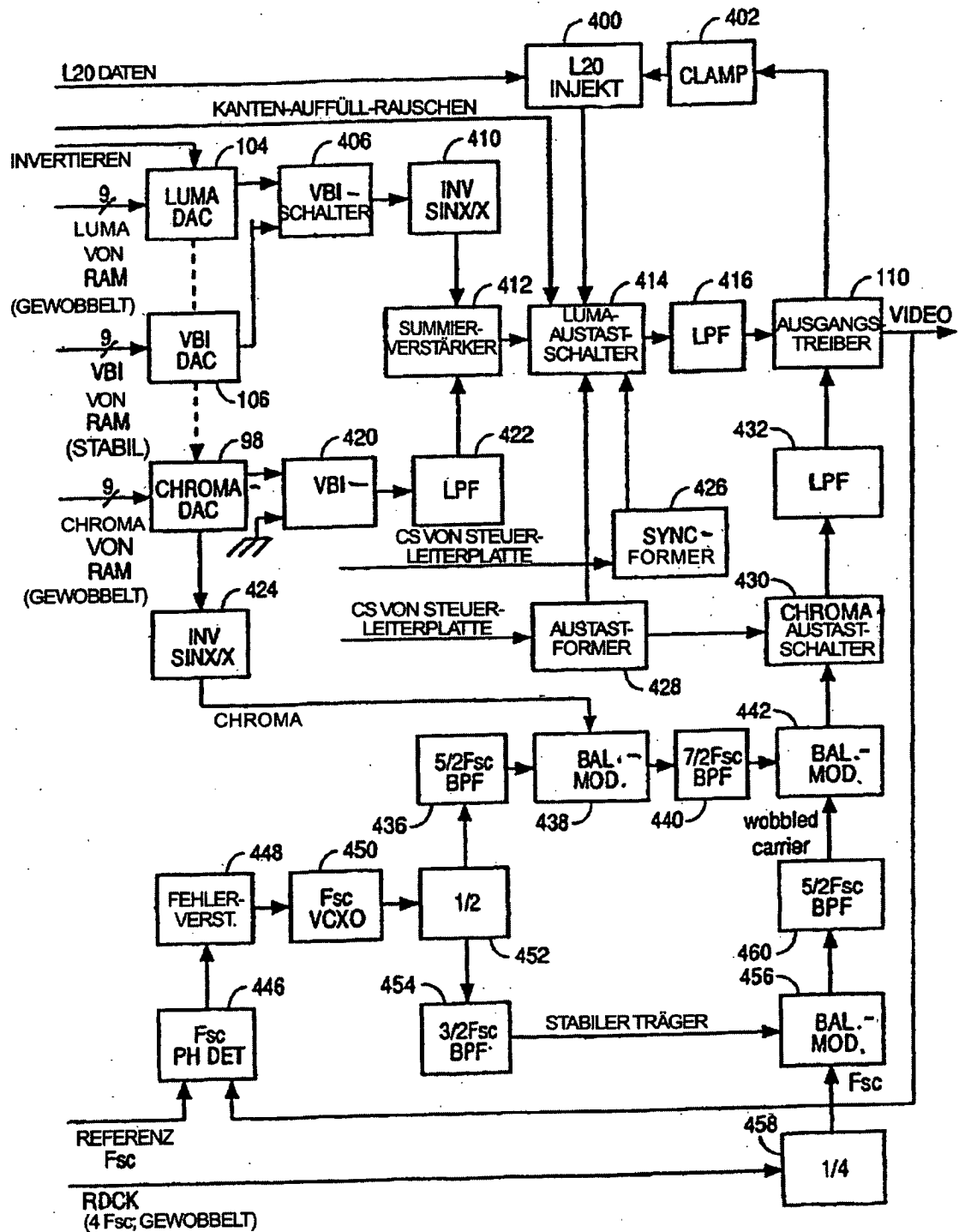
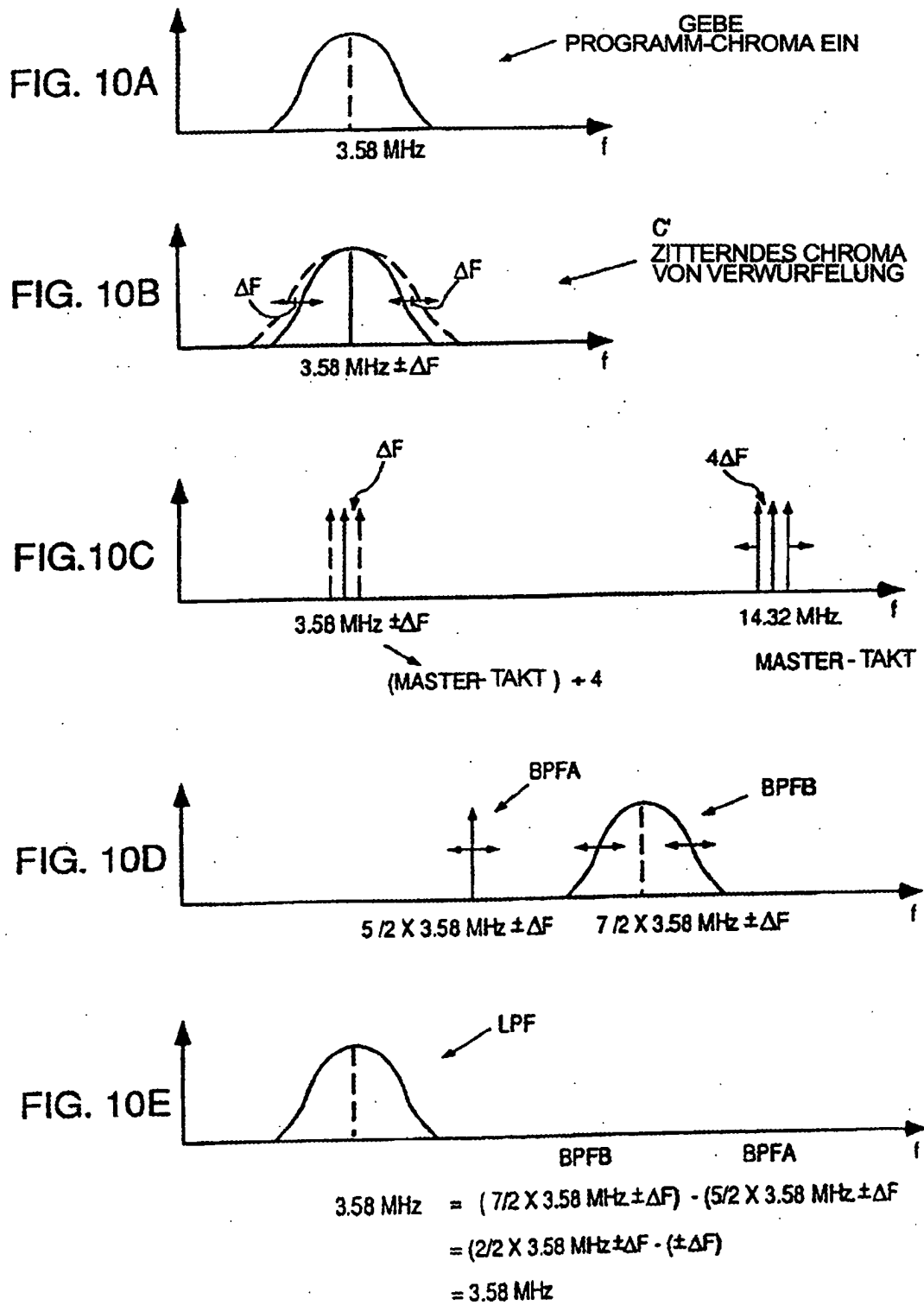


FIG. 9



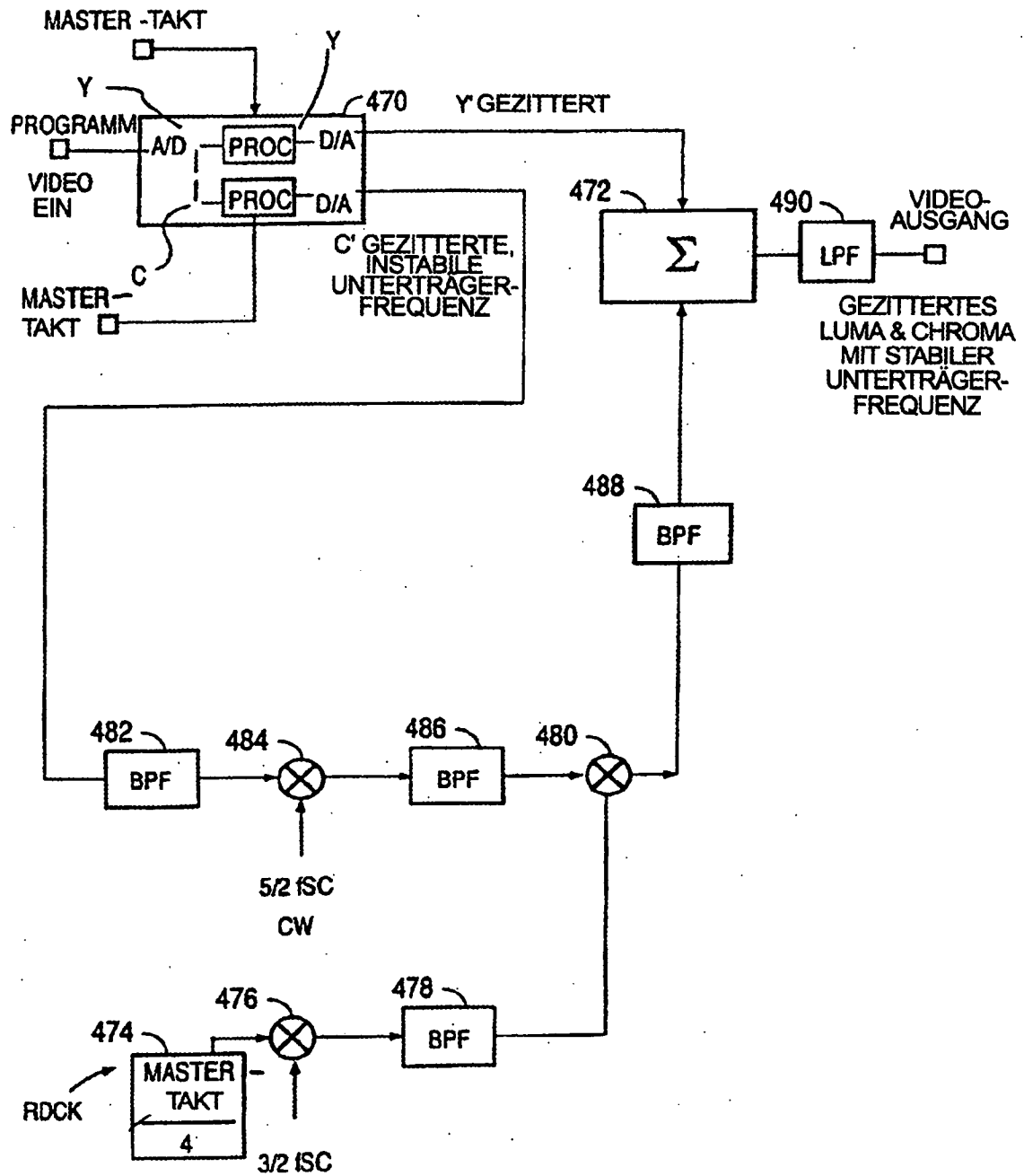


FIG. 11

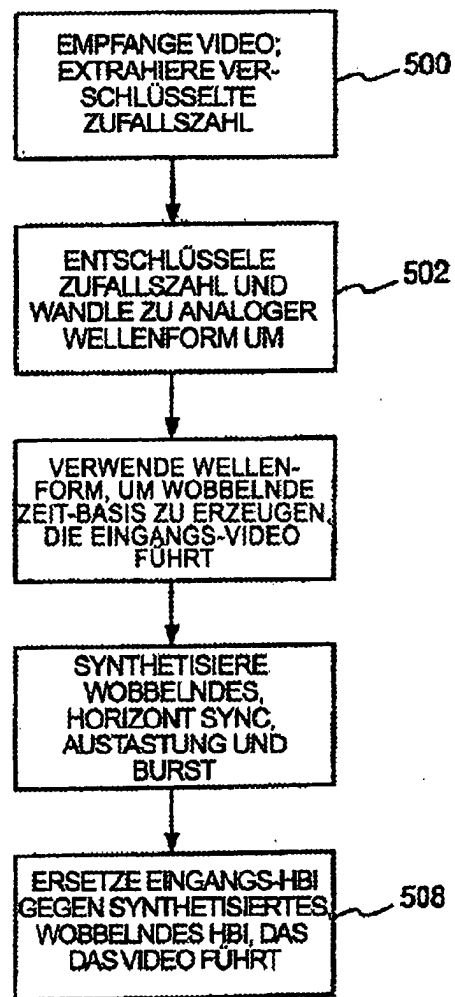


FIG. 12

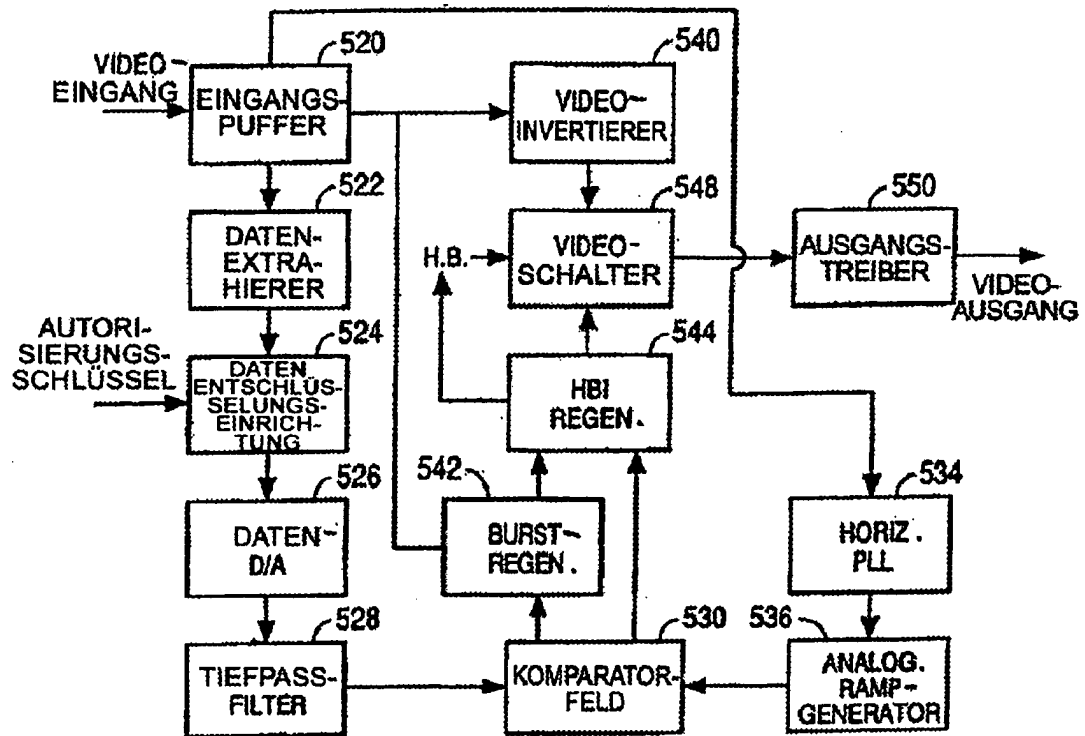
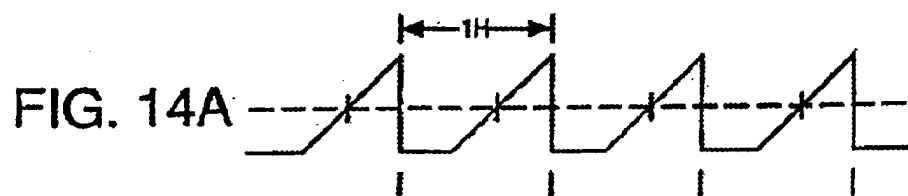


FIG. 13



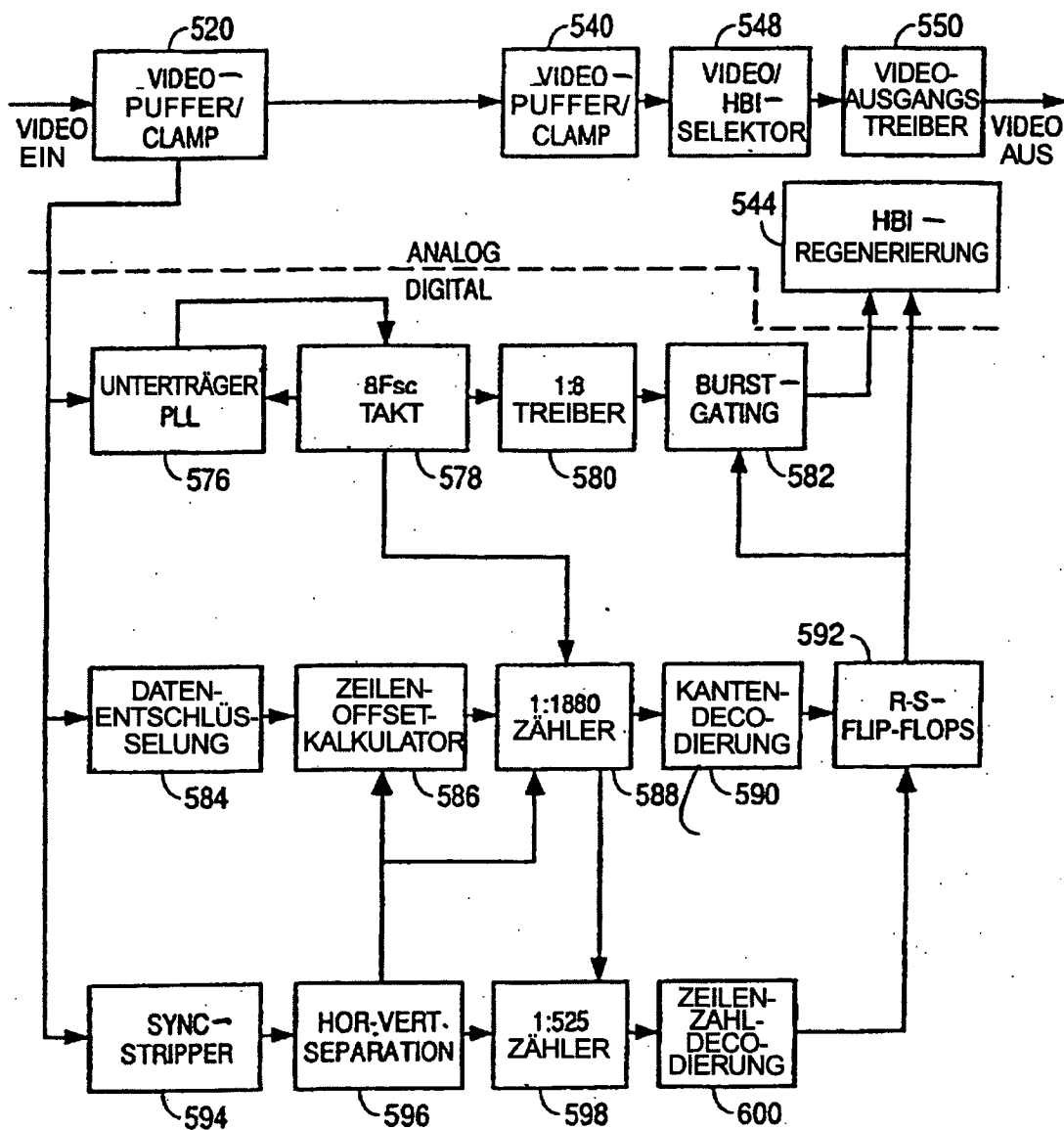


FIG. 16A

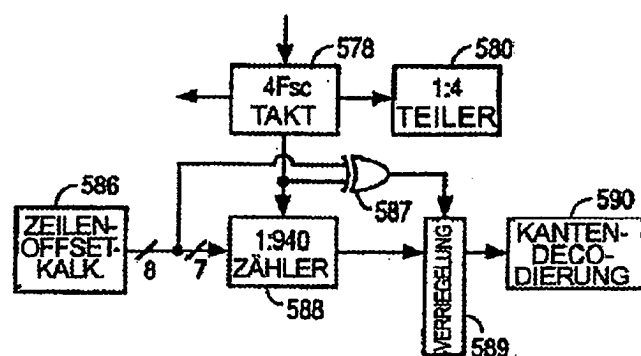
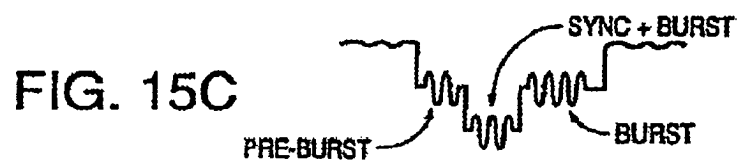
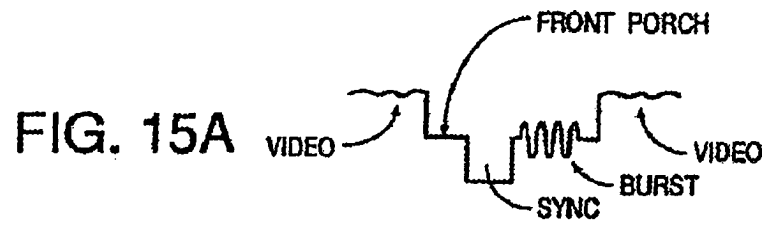


FIG. 16B

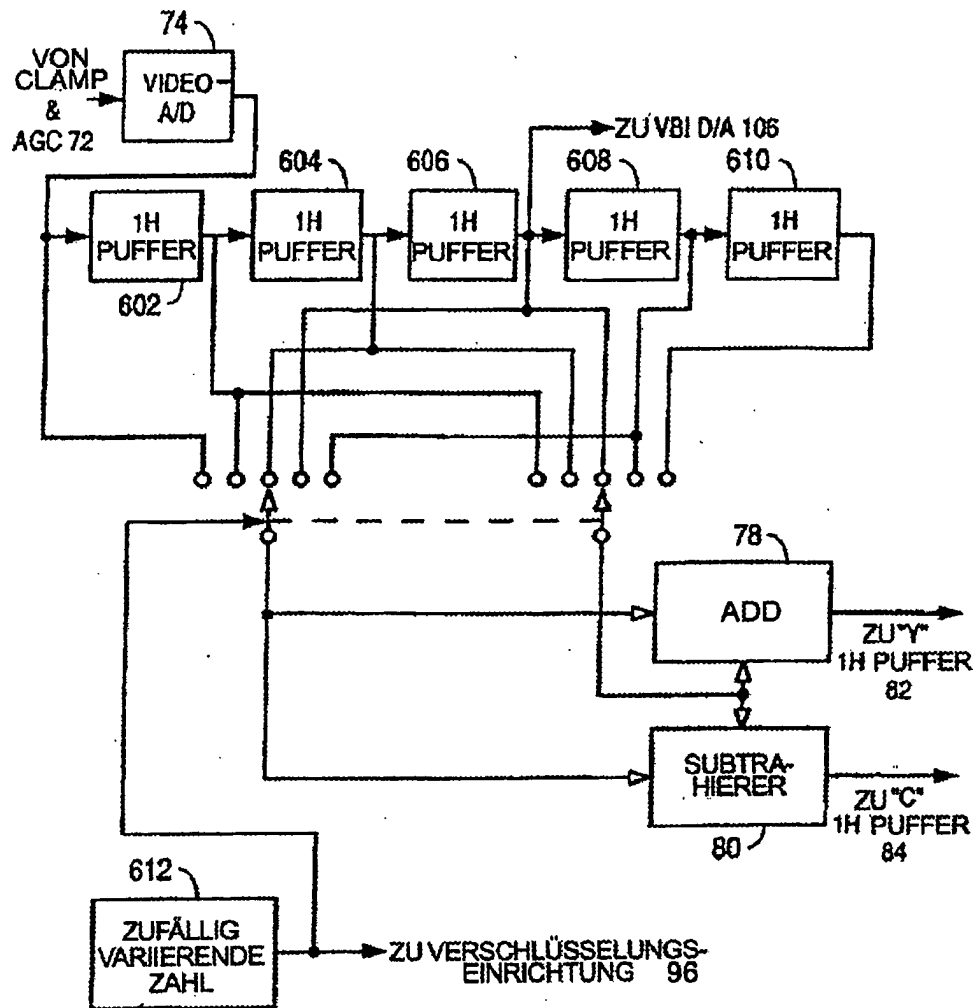


FIG. 17